SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

ARGENTINA	Pesos 133.33	FRANCIA	Fr. Fr. 4.72	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.83	PERU'	Sol. 42.83
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.61
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.11	SPAGNA	Pts. 57.69
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.31	SUD-AFRICA	R. 0.81
CANADA	$ Can. 1.21	JUGOSLAVIA	Din. 723	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.34	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.11	URUGUAY	Pesos 10.44
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	$ 1.61
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.47	VENEZUELA	Bs. 6.57

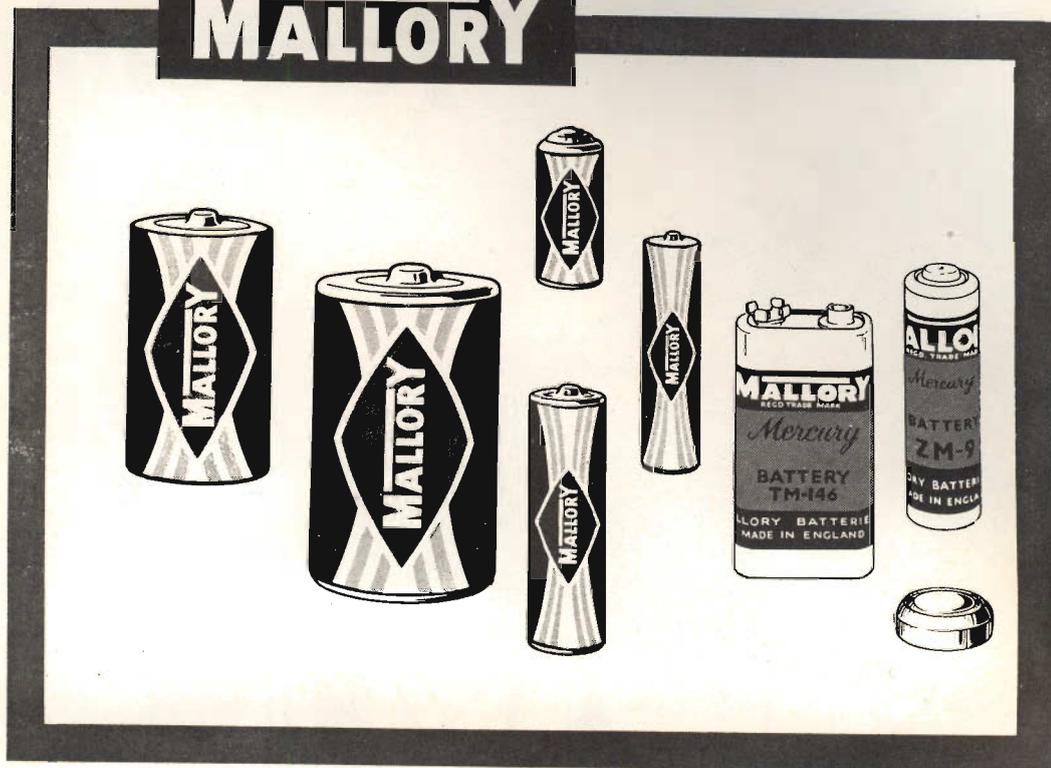
N. 10 - OTTOBRE 1964

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

SFRUTTATE

la potenza di vendita delle pile

MALLORY

- Durata fino a dieci volte superiore
- Assolutamente stagne in magazzeno come nell'uso
- Struttura a duplice involucro d'acciaio
- Si mantiene fresca come all'uscita dello stabilimento

sempre nuove idee nel campo delle pile

Mallory Batteries SRL Milano Via Catone 3

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 10 - Ottobre 1964

© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati sono riservati a termine di Legge.

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: Via Petrella, 6 - Milano - Telef. 20.41.051 - Direttore Responsabile: CESARE DALMASO - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: Grafiche IGIESSE - Corso Sempione, 93 - Milano. Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telef. 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.300 - per l'Estero L. 6.500. I versamenti per l'abbonamento e numeri arretrati vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Via Petrella, 6 - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Ampia smentita dell'ANIE ai redattori di "Quattrosoldi„

Le loro valutazioni erano soggettive e personali

Il Consiglio del Gruppo, nella riunione del 4 settembre 1964, ha deliberato che fossero richieste all'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris », al quale si attribuiva la paternità di una classificazione di diversi tipi di televisori venduti sul mercato nazionale, chiarimenti sulle caratteristiche prese in esame, sulle prove eseguite per accertarle e sul peso assegnato a ciascuna di esse per una valutazione globale degli apparecchi.

L'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris » ha cortesemente aderito alla richiesta indirizzandoci la lettera « Prot. N. 1/23894 » datata 11/9/1964 che integralmente Vi trascriviamo:

« In risposta alla Vostra dell'8 settembre 1964 n° TRU/fig. 669 con cui ci chiedete in-
« formazioni circa il contenuto dell'articolo, pubblicato nel n° 7 dello scorso luglio dal-
« la Rivista " Quattrosoldi ", dal titolo " Sei mesi di prove sui televisori " precisiamo
« quanto segue.

« L'Istituto è stato incaricato di eseguire un ampio collaudo di un certo numero di te-
« levisori consegnati dalla Rivista " Quattrosoldi "; tutte le misure eseguite sono state ri-
« portate su un regolare certificato, conseguito al Committente, che contiene i risultati
« delle prove con riferimento esclusivo all'esemplare provato.

« I risultati tecnici ottenuti da questo Istituto sui televisori anzidetti, sono stati tradotti
« dalla Redazione della Rivista, e non da questo Istituto, nel punteggio che figura nelle
« tabelle di pag. 120, 121, 122 del citato numero.

« Sia tutte le conclusioni riassuntive, sia le tabelle finali di pag. 128, ossia " Il giudizio
« tecnico " e la " Valutazione tenuto conto anche del prezzo ", sono stati parimenti, co-
« me conseguenza delle precedenti " votazioni", formulati dalla Rivista "Quattrosoldi".
« Pertanto questo Istituto dichiara di dissociare la propria responsabilità dalle valutazio-
« ni complessive e dai giudizi conclusivi della citata Rivista.

LA DIREZIONE

f.to R. Sartori »

Risulta pertanto evidente che la valutazione degli apparecchi è stata fatta dai redattori della Rivista " Quattrosoldi " esclusivamente con valutazione soggettiva e personale dei dati riportati sul certificato delle prove eseguite dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale " Galileo Ferraris ".

IL CAPO GRUPPO

F.to Dott. Ing. Fausto Trucillo

QUALI SONO
I MIGLIORI TELEVISORI IN ITALIA?

Questo è il titolo della pubblicità a pagamento che appare a pag. 16 del numero di Agosto 1964 della rivista mensile « Quattrosoldi », in cui si legge:
« all'interrogativo si è proposta di rispondere la rivista " Quattrosoldi " nel suo
« numero di Luglio 1964 con una serie di prove sui requisiti di qualità e prezzo
« tra i televisori più recenti e di minor costo prodotti in Italia, su 12 modelli
« di marche diverse ».

Ci permettiamo di chiedere alla équipe di redattori (dubitiamo che fra loro vi fossero dei tecnici) della rivista Quattrosoldi in base a quale concetto hanno sondato il mercato per quattro mesi, vagliato le marche, i modelli in vendita, accertato la loro diffusione e i loro prezzi per far cadere la loro scelta sui 12 modelli che hanno consegnato all'Istituto di Torino.

Non discutiamo sulle risultanze dell'esame subito dai suddetti televisori ma non ci pare giusto che la Rivista Quattrosoldi accetti e pubblichi la pubblicità a pagamento apparsa sul numero di Agosto, perché sa benissimo che il rapporto si basa sui prodotti di un quarto dell'intera produzione italiana.

Probabilmente tanto il rapporto di Luglio, quanto la pubblicità di Agosto, fanno parte di un abile piano pubblicitario ben congegnato, ma ci sembra che ciò svii il consumatore italiano ad unico beneficio delle 12 marche esaminate.

La produzione dei Televisori in Italia non è limitata alle dodici marche citate da Quattrosoldi, conseguentemente, oltre ad esse, sarebbe stato opportuno prendere in considerazione i prodotti delle ditte: Voxon - Condor - Brion Vega - Siemens - Rex - Emerson - Irradio - Minerva - Mival - Admiral e di numerose altre.

Sono nomi di primissimo piano nel campo della Televisione per cui non ci sembra giusto che al consumatore italiano venga fatto quasi intendere, ad arte, che i prodotti delle ditte non elencate da Quattrosoldi sono " inferiori " a quelli delle dodici prese in esame.

E' lecito chiedersi quale interesse particolare avrà avuto la rivista « Quattrosoldi » nel pubblicare una campagna di stampa che mette automaticamente in secondo piano i 3/4 dei fabbricanti italiani di televisori.

Un'altra cosa che non ci ha convinto, e che ci fa pensare quanto sia peregrina la propaganda di vendita dei televisori, è la classifica di valutazione che appare nel numero di Luglio, ove abbiamo notato con interesse il prezzo di acquisto pagato dai redattori di « Quattrosoldi » per i televisori esaminati.

Infatti, oltre al prezzo di listino delle singole marche, sono stati indicati i prezzi pagati, sensibilmente inferiori.

In questa classifica, per renderla completa, si doveva però menzionare il voto di " bravo o lodevole " alle persone che sono riuscite ad ottenere gli sconti più elevati.

Non comprendiamo come possano avere ottenuto dei prezzi così al disotto di quelli di listino, dato che in base agli accordi presi dai fabbricanti di televisori in sede ANIE proprio un anno fa (e tra essi figurano molti nomi delle marche esaminate da « Quattrosoldi »), i prezzi di listino sarebbero diminuiti e, conseguentemente, gli sconti extra vietati, a tal punto da sospendere le consegne ai negozianti che avessero praticato sconti di propria iniziativa.

Ma quegli accordi ci fecero sorridere fin dal loro apparire, perché sapevamo che nessuno pensava di rispettarli.

CONDENSATORI POLIESTERI

A parità di valore di capacità i condensatori poliesteri sono molto più piccoli di quelli a carta; per questo motivo hanno trovato un largo impiego nelle apparecchiature miniaturizzate impiegate sia nel campo « entertainement » che in quello professionale. Le ridotte dimensioni hanno come vantaggio un fattore di potenza più basso ed una più lunga durata di vita.

Essenzialmente un condensatore poliestere è formato da fogli di alluminio estremamente sottili isolati mediante fogli di poliestere; quest'ultimo materiale com'è noto presenta la caratteristica di avere perdite dielettriche molto basse e una

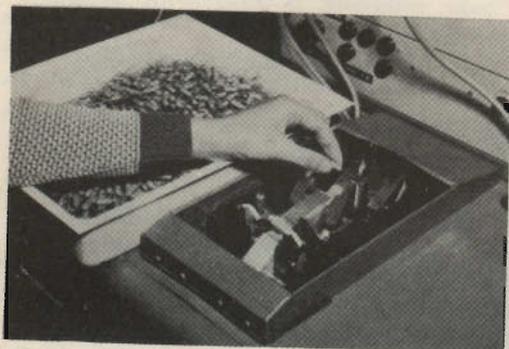



Fig. 1 - Controllo elettrico semiautomatico.

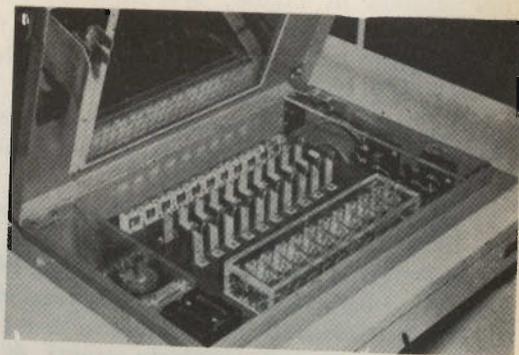



Fig. 2 - Apparecchiatura per il controllo della tensione di rottura.

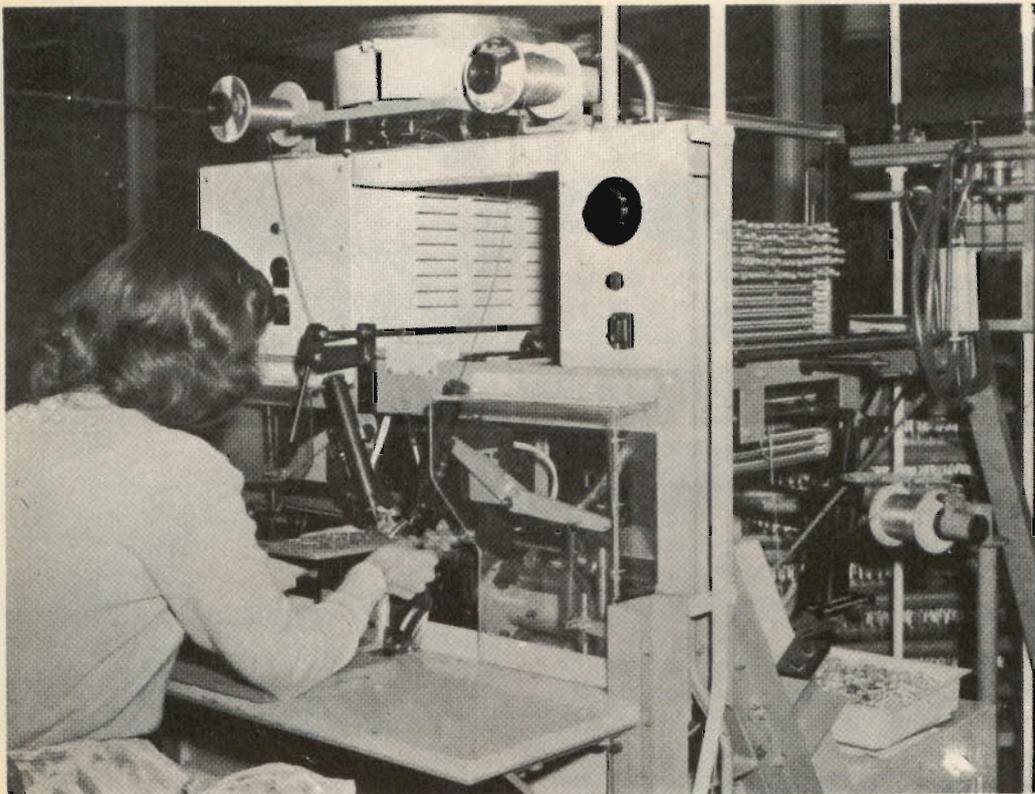



Fig. 3 - Saldatura automatica dei terminali.

elevata resistenza di isolamento. I terminali di collegamento sono saldati ad una « estensione » dei fogli di alluminio in modo tale da eliminare la resistenza di contatto e da rendere l'induttanza dei medesimi estremamente bassa. I « rotoli » così preparati vengono immersi in una sostanza a base di lacca resistente all'umidità ed al calore del saldatore.

Fabbricazione

L'avvolgimento dei condensatori è fatto con moderne macchine semiautomatiche (fig. 6). I fogli di alluminio impiegati vengono portati, a freddo, ad uno spessore di 5 ÷ 10 microm (1/10 circa di un capello umano); il foglio di poliestere viene portato ad uno spessore compreso fra 5 ÷ 40 micron.

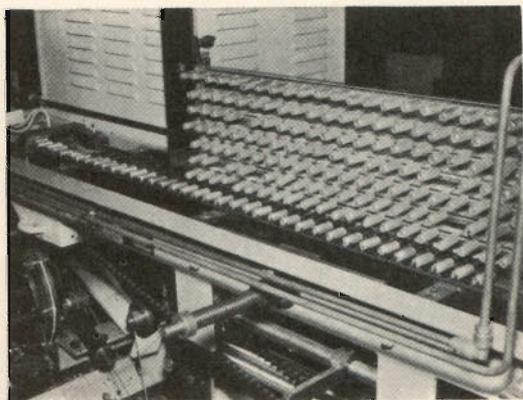



Fig. 4 - I condensatori dopo l'applicazione dei terminali vengono fissati sui nastri trasportatori.

Ciascuna « testa avvolgitrice » è alimentata da due bobine di fogli di alluminio e da due bobine di fogli di poliestere; l'avvolgimento dei fogli di alluminio è fatto in modo che esso sporga da una parte. L'ultimo strato del foglio di poliestere viene saldato mediante riscaldamento, dopodichè il componente lascia l'avvolgitrice.

I terminali, costituiti da filo di rame stagnato, e di cui uno termina in una spirale piatta, vengono successivamente saldati ai lati del condensatore (fig. 3). Terminata la fase di saldatura dei terminali, i condensatori vengono « caricati » su nastri trasportatori sui quali rimarranno fino al termine delle successive lavorazioni e controlli (fig. 4).

I condensatori, dopo il fissaggio dei terminali, vengono introdotti in un forno dove viene eliminata qualsiasi traccia di umidità.

Successivamente essi subiscono un bagno in una sostanza termoindurente che costituirà l'involucro esterno di protezione contro gli agenti atmosferici. Prima di subire il controllo tendente ad accertare il valore specificato di tolleranza della capacità (± 10%), i condensatori vengono sottoposti ad una prova di isolamento mediante applicazione di una tensione elevata (fig. 2); il valore di questa tensione è tre volte superiore a quello con cui il condensatore dovrà lavorare.

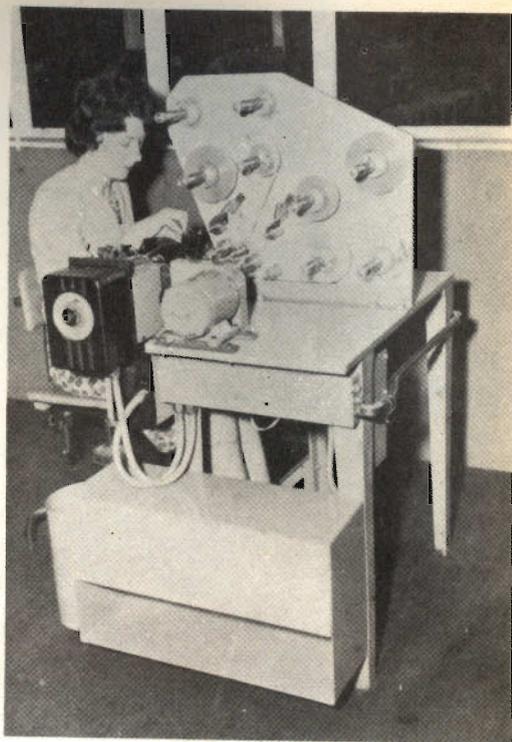



Fig. 6 - Macchina impiegata per l'avvolgimento dei condensatori poliesteri.

Fig. 5 - Vasca per il rivestimento protettivo dei condensatori poliesteri.

Controllo di qualità

Le principali prove cui vengono sottoposte queste campionature sono le seguenti

Tensione di rottura

Stabilità del valore della capacità

Fattore di potenza (tang δ)

Resistenza di isolamento

Durata di vita

Prova di umidità

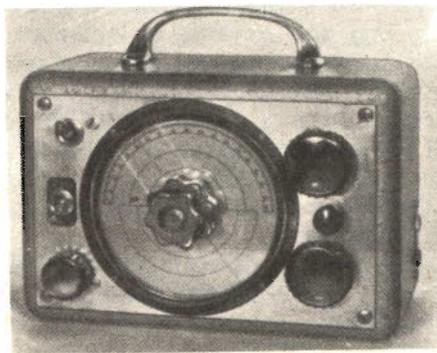
Prove di temperatura

Prove di robustezza meccanica.

(Da « Miniwatt Digest »)

OC RICEVITORE

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico. Si possono ricevere le cinque bande destinate ai radioamatori. Delle cinque bobine sono riportate solo quelle destinate alla ricezione delle stazioni situate nella banda degli 80 e 40 metri; e ciò perchè queste bobine necessitano di un diverso accoppiamento di antenna. Il segnale proveniente dall'antenna delle stazioni situate nella banda degli 80 metri è portato direttamente al circuito oscillante; i segnali delle stazioni delle altre bande sono invece accoppiati induttivamente al circuito accordato d'ingresso. Questo è formato dalla bobina L1 (per gli 80 metri della bobina L2), dal partitore capacitivo C1/C2, dal condensatore C3 (non necessario per la banda degli 80 metri) e dal condensatore variabile di accordo C6. Il condensatore variabile C7 serve per la messa a punto dell'accoppiamento di antenna e per escludere eventuali risonanze di antenna. Il partitore capacitivo serve per adattare l'impedenza del circuito accordato d'ingresso alla bassa impedenza d'ingresso del transistore amplificatore RF (T1).

Questo lavora in un circuito « raddrizzatore di collettore ». La reazione variabile capacitivamente attraverso il condensatore C8 e la bobina L3 servono per aumentare la sensibilità e la selettività del ricevitore oltre a rendere udibili i segnali in telegrafia. Il condensatore C4 facilita questa regolazione per le bande a frequenza più elevata.

Realizzazione pratica del ricevitore per onde corte.

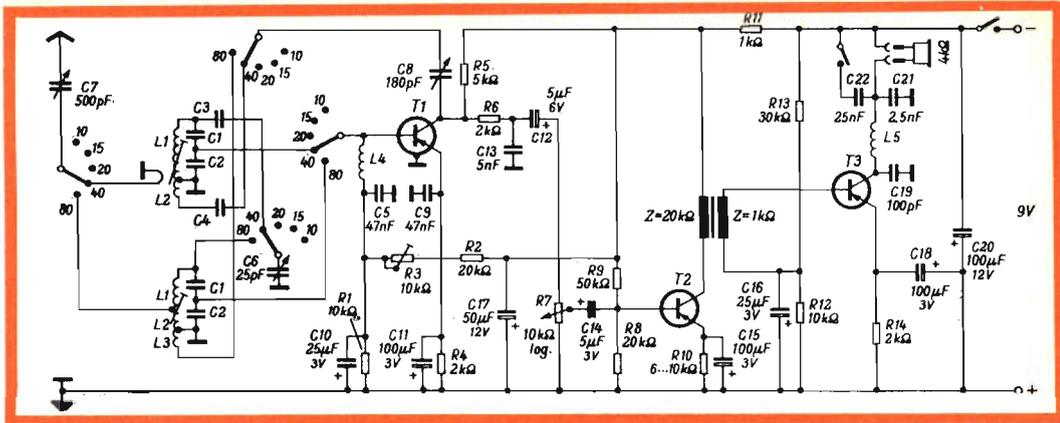



Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore. I punti indicati col simbolo di massa devono essere collegati allo chassis con terminali più corti possibili.

Il segnale di bassa frequenza ottenuto sul collettore del transistore T1 viene « ripulito » dai resti della radiofrequenza della rete di filtraggio formata da R6/C13; successivamente esso viene portato all'amplificatore di bassa frequenza formato da due stadi. Nel primo stadio b.f. lavora un transistore (T2) a basso fruscio la cui corrente di collettore ha un valore compreso tra 0,2 e 0,3 mA. Ciò richiede una resistenza di carico di collettore di valore elevato per cui, per l'accoppiamento al successivo stadio, si rende necessario l'impiego di un trasformatore miniatura con rapporto di trasformazione di 4,5 : 1, corrispondente ad una trasformazione di resistenza da 20 kΩ ad 1 kΩ.

Il secondo stadio amplificatore b.f. (T3) lavora con una corrente di collettore di 1 mA corrispondente alla massima amplificazione di potenza. Una cuffia ad alta impedenza è inserita nel circuito di collettore di questo transistore ed è sufficiente per ottenere una buona resa acustica. Il fruscio del I° transistore b.f. è appena udibile in assenza di segnale.

Per ben comprendere la funzione della bobina di arresto L5 nel circuito del collettore del transistore T3 si tenga presente quanto segue: il diodo-base-collettore come pure il diodo emettitore-base del transistore T3 si comportano effettivamente come diodi alle frequenze oltre i 30 MHz. Ora, supponiamo che per un effetto di reazione attraverso il cordone della cuffia, un segnale di radio frequenza proveniente dall'antenna raggiunga il diodo-collettore-base del transistore T3; se ciò si verifica, tale segnale verrà modulato dal segnale b.f. presente nello stesso circuito di collettore. Questo segnale modulato verrà nuovamente irradiato e captato dall'antenna e quindi nuovamente demodulato. Si verificherà però una controreazione di base, frequenza che renderà impossibile la ricezione dei segnali in telegrafia. La suddetta bobina di arresto ha pertanto il compito di arrestare la radio frequenza indotta e impedire questo indesiderato effetto.

Il condensatore C21 ha il compito di tagliare i toni alti. L'inserimento del condensatore C22 ha un compito analogo e può essere inserito quando si vogliono eliminare i sibili; ciò può essere necessario specialmente nella ricezione dei segnali telegrafici.

Il punto di lavoro di tutti i transistori è stabilizzato mediante una efficace controreazione in corrente continua. Su ogni resistenza di emettitore si ha una caduta di tensione di 2 V. Con il potenziometro R3 si trova il miglior punto di lavoro del transistore T1. Le correnti alternate di collettore sono ben disaccoppiate mediante i condensatori C17 e C20 e la resistenza R11, per cui anche quando la batteria comincia

ad essere esaurita non si verifica alcun fenomeno di instabilità (matorboating).

Funzionamento del circuito

Il segnale di alta frequenza viene demodulato dal diodo-emettitore; il segnale b.f. così ottenuto viene amplificato dallo stesso transistore. La demodulazione del segnale avviene al ginocchio della curva caratteristica V_{BE}/I_C.

Siccome il segnale b.f. appare nel circuito del collettore, è possibile bloccare il circuito di base ai segnali b.f. mediante la bobina di arresto L4 e il C10.

Il punto di lavoro del transistore T1 è riportato nelle curve caratteristiche di fig. 2, ed esattamente nel punto di maggior curvatura della caratteristica V_{BE}/I_B, corrispondente ad una tensione emettitore-base di circa 250 mV ed una corrente di collettore di 1 mA.

La tensione collettore-emettitore, tenuto conto della controreazione, deve aumentare a 0,4 ... 0,5 V.

In fig. 3 è riportato un circuito d'ingresso modificato per la ricezione delle onde medie; l'antenna è in ferrite. Il transistore (base) è collegato ad una presa sul circuito d'ingresso per motivi di adattamento di impedenza.

Regolazione della reazione

Il buon funzionamento del circuito dipende dal punto di lavoro del transistore RF; per questo motivo, la reazione non può essere regolata mediante variazione delle condizioni di lavoro del transistore. Si preferisce quindi attuarla mediante un condensatore variabile. Il pericolo di dissintonizzare il circuito d'ingresso non esiste solo a condizione che tra collettore e massa la capacità distribuita del cablaggio sia bassa.

Dimensionamento delle bobine

I condensatori C_1, C_2, C_3 insieme al variabile da 25 pF effettuano un'« espansione » della banda dei radioamatori nella misura di 150 gradi sulla scala circolare. Poichè i valori di induttanza delle bobine rimangono costanti nel tempo, sarà opportuno avvolgerle su supporti ceramici da 10 mm di diametro.

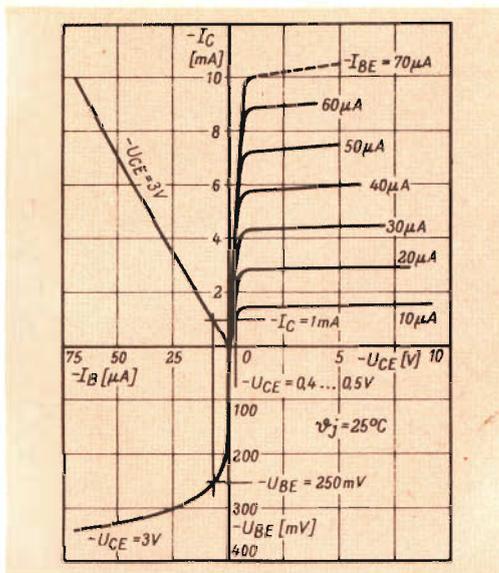



Fig. 2 - Punto di lavoro del transistore T1 ($-V_{BE}$ = = 250 mV/$-I_C$ = 1 mA).

I dati di avvolgimento sono riportati nella tabella. Le bobine sono fatte di un solo strato con spire affiancate. Le bobine L_1, L_2, L_3 sono avvolte di seguito nello stesso senso; le spire sono fissate mediante trolitul o sostanza analoga.

I valori assegnati al condensatore C_4 sono indicativi, quelli definitivi vengono dati in sede di taratura. La bobina di antenna da 40 a 10 metri è costituita da

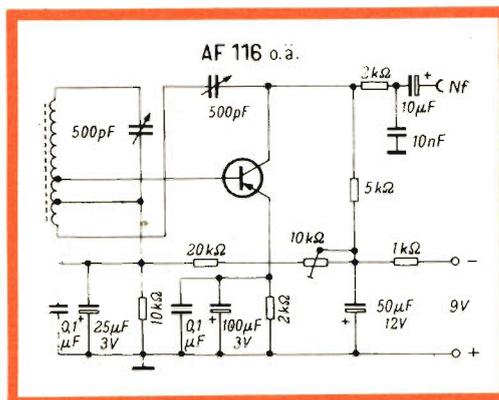



Fig. 3 - Stadio d'ingresso con antenna in ferrite per la ricezione delle onde medie.

TABELLA 1 - DATI COSTRUTTIVI DELLE BOBINE

Banda onde corte	10	15	20	40	80	m
Supporto	K 13	K 6	K 11	K 11	K 12	
Nucleo	5570 a 6/13		5551 GM 8/17	G FR	15 ... 80 m	
Diametro filo	0,8	0,5	0,5	0,5	0,35	mm
L 1	11	9	16	26	60	spire
L 2	—	—	—	—	4	spire
L 3	2	2	2	3	5	spire
C 1 (ceramico, NPO)	27	50	50	100	120	pF
C 2 (Styroflex)	200	500	500	1000	1600	pF
C 3 (ceramico, NPO)	18	12	12	15	—	pF
C 4 (ceramico)	47	33	50	80	—	pF

un'unica spira fermata da un pezzo di filo di rame rigido, smaltato. Essa parte dal commutatore e passa alcuni millimetri di distanza dalla bobina all'altezza della presa dove, a seconda dei casi, può formare un quarto o mezza spira; la sua massa si trova vicino a quella della bobina. Per antenne lunghe dai 10 ai 40 metri, questo accoppiamento è più che sufficiente.

Realizzazione meccanica

Tutto il circuito può essere fatto su di una piastra di alluminio; lo chassis ultimato deve essere racchiuso e schermato per evitare « l'effetto mano » a cui questo ricevitore è molto sensibile.

Il condensatore di reazione deve essere isolato da massa e azionato mediante perno isolato.

Messa in funzione del ricevitore

Innanzitutto si controlla mediante un voltmetro ad alta resistenza interna se ai capi delle resistenze di emettitore R_4, R_{10} e R_{14} si trovano 2 V di caduta di tensione. Indi si commuta sulla banda degli 80 metri e si porta il potenziometro trimmer R_3 prima al suo massimo valore, indi si inserisce la reazione, e si regola successivamente il potenziometro-trimmer R_3 abbassando il suo valore fino al punto in cui la reazione innesca regolarmente. Questa messa a punto è uguale per tutte le gamme e può eventualmente necessitare di essere ritoccata quando la tensione della batteria diminuisce.

Successivamente si tarano, agendo sui nuclei, le singole bobine servendosi di un generatore.

Componenti

L_4 e L_5 = 4 x 50 spire su supporto K 10/4
T_1 = AF 114, AF 115, AF 124, AF 125 o simili
T_2 = OC 603 con R_{10} = 10 kΩ
AC 107 con R_{10} = 6 kΩ
T_3 = OC 602 ... 604. OC 71, TF 65 o simili

(Funkschau 10-64)

Tre appalti, ognuno di un anno, per lo studio del sistema di comunicazioni RADA (Randon Access Discrete Address) sono stati concessi alla R.C.A. ($ 1.947.600), alla Motorola ($ 1.986.350) e alla Martin Marietta ($ 1.967.120). Mediante una nuova tecnica diversi operatori potrebbero tenersi contemporaneamente in comunicazione, in privato e senza interferenza l'uno con l'altro. I segnali, trasmessi a caso su una larga banda di frequenze, sarebbero ricevuti da tutti i ricevitori, ma scartati da tutti tranne quelli i cui indirizzi in codice sono stati chiamati. L'accettazione da parte delle Forze Armate di uno dei tre progetti è subordinata all'eliminazione dei centri di comunicazione, dei quadri di comando, telefoni, fili e cavi, e di gran parte dell'attrezzatura radio al momento impiegata, e che risulterebbe inutile con il nuovo sistema.

AMPLIFICATORE A SIMMETRIA COMPLEMENTARE B. F. 800mW

Viene descritto un amplificatore per bassa frequenza da 800 mW alimentato a 9 V ed equipaggiato con il gruppo 40809. Si ottiene una potenza massima di 800 mW su un carico di 5 Ω con il 10% di distorsione armonica, con una tensione di ingresso di 10 mV. La banda passante a —3 dB rispetto 1 kHz e 50 mW è compresa fra 120 e 12000 Hz.

L'amplificatore consiste di uno stadio d'uscita a simmetria complementare (AC 127/128), un pilota (AC 128) ed un preamplificatore (AC 127).

I quattro transistori impiegati costituiscono un gruppo appositamente selezionato denominato 40809.

Il circuito, che si differenzia dai circuiti convenzionali, ha le seguenti prerogative:

a) Gli stadi sono accoppiati fra di loro in corrente continua.

b) Funzionamento stabile fino a 45 °C ambiente.

c) Minima dispersione di guadagno ottenuta con particolari criteri di selezione.

d) Basso rumore del transistore di ingresso.

Prestazioni

L'amplificatore alimentato con la tensione di 9 V ha le seguenti prestazioni:

Assorbimento a vuoto 17 mA.

Con V_i = 2,3 mV si ottiene su un carico avente l'impedenza di 5 Ω a 1 kHz, la potenza di 50 mW con d = 0,7%.

Per una potenza di 800 mW a 1 kHz si ha una distorsione del 10% con V_i = = 10 mV. L'amplificatore ha una reazione negativa di 4,5 dB e la banda a —3 dB rispetto 1 kHz e 50 mW è compresa fra 120 e 12000 Hz. L'impedenza d'ingresso è circa 4000 Ω. Il circuito è termicamente stabile fino ad una temperatura ambiente

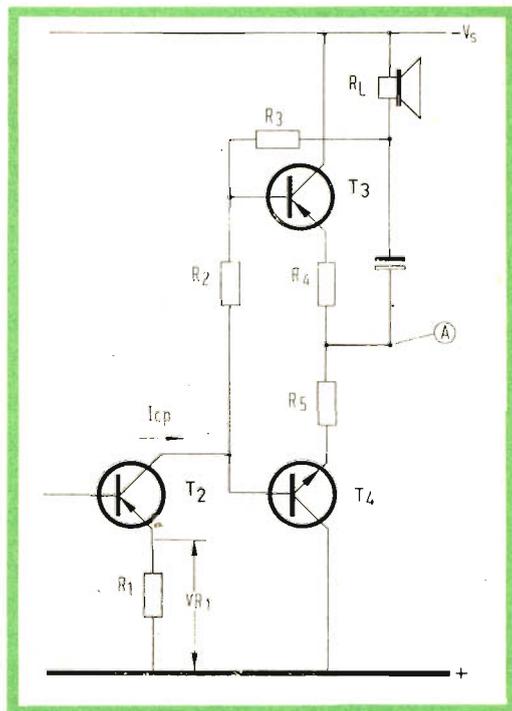



Fig. 1 - Dimensionamento in corrente continua dello stadio finale e pilota.

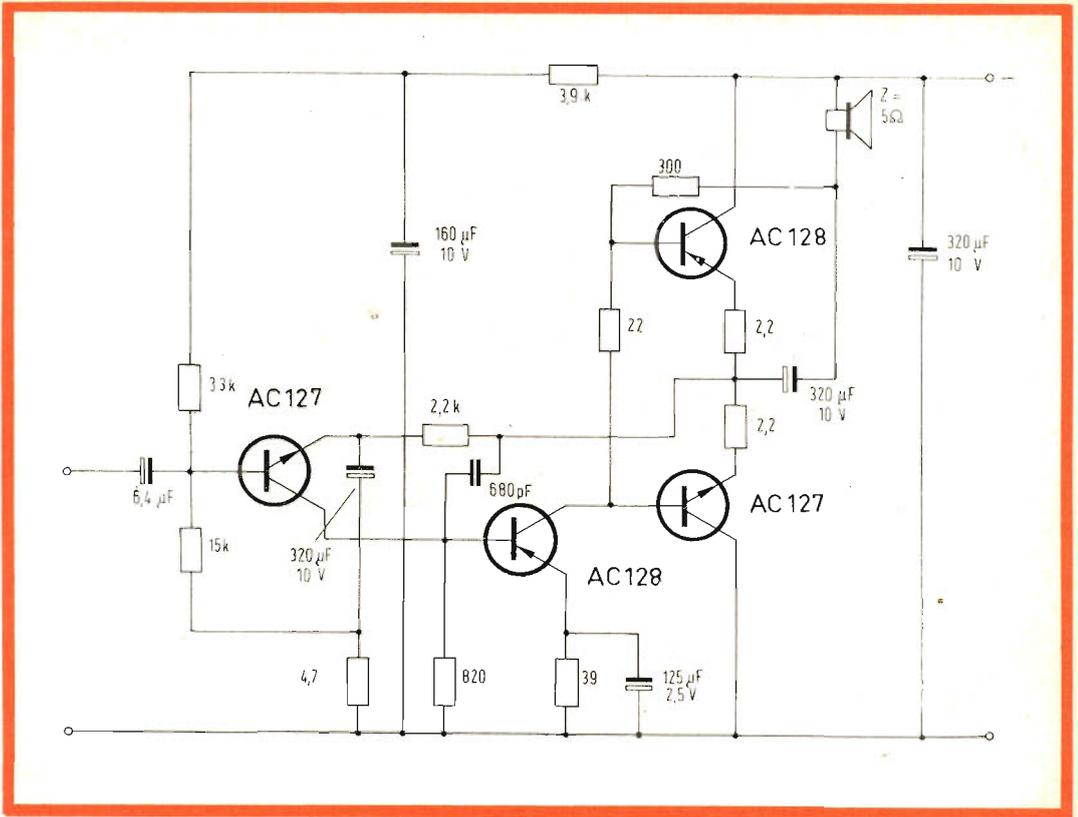



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore BF a simmetria complementare da 800 mW.

di 45 °C, se i transistori finali sono fissati mediante una aletta tipo 56226, su una piastra metallica avente una superficie di 25 cm^2.

Con una superficie della piastra di soli 12,5 cm^2 la massima temperatura ambiente ammessa è di 35 °C.

Note di progetto sugli stadi finale e pilota

Dai dati caratteristici si ricava la massima V_{be} di T_4 e la massima tensione di ginocchio (V_{CEK}) dei transistori T_2 e T_3. Da questi elementi e dalla tensione di emettitore V_R, fissata per una sufficiente stabilizzazione termica del pilota, si può determinare la tensione nel punto A:

$$V_A = \frac{V_S + \Delta V_{be\ max4} + V_{CEK2} + V_{R1} - V_{CEK}}{2}.$$

Calcolata V_A e conoscendo il picco massimo di corrente ammesso, si può ricavare il carico totale di collettore per la massima potenza d'uscita:

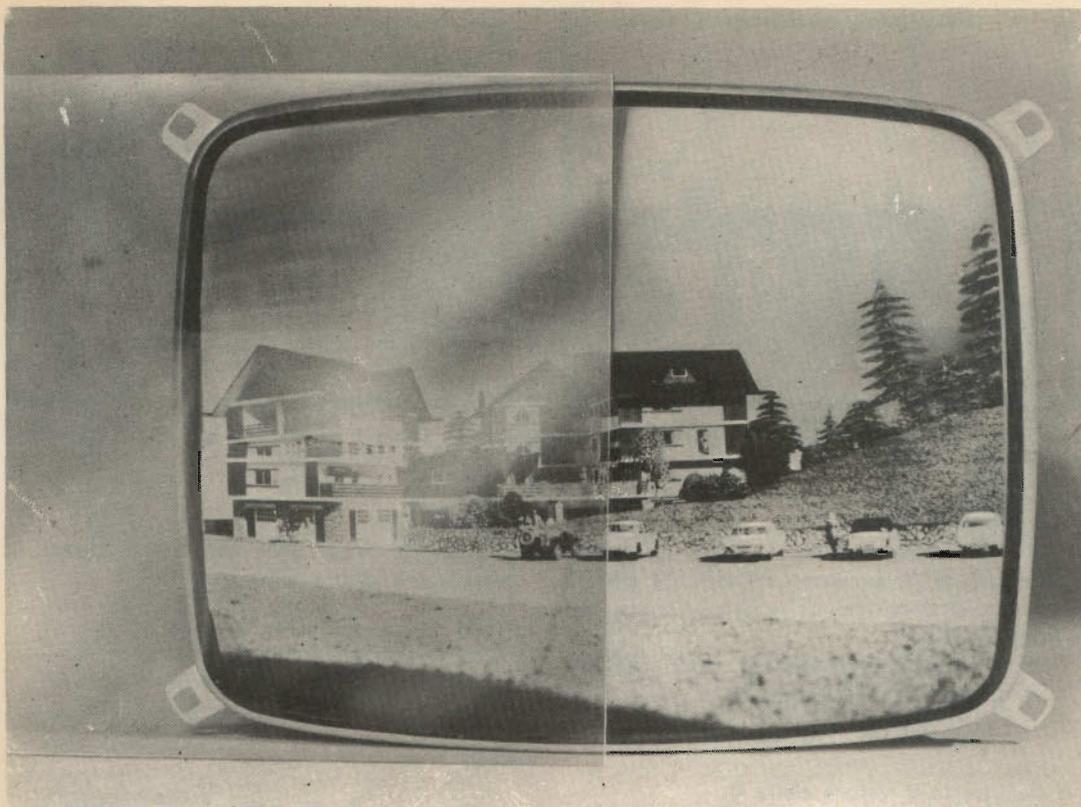
$$R_{L\ tot} = \frac{V_S - V_A - V_{CEK3}}{I_{cm}}.$$

Scelto R_E, si ricava $R_L = R_{L\ tot} - R_E$; conoscendo questo valore si calcola la tensione disponibile ai suoi capi:

$$V_{RL} = V_S - V_A - V_{CEK3} - I_{cm} R_E$$

e di conseguenza la potenza effettiva sull'altoparlante:

$$P_{RL} = \frac{(V_{RL})^2}{2 R_L}.$$

Dalle curve di dispersione delle caratte-

ECCO LA DIFFERENZA TRA UN'IMMAGINE OSSERVATA "DIRETTAMENTE" E QUELLA VISTA ATTRAVERSO LO SCHERMO DI PROTEZIONE:

IL NUOVO CINESCOPIO PHILIPS A 59 11-W

eliminando lo schermo esistente tra lo spettatore e l'immagine, realizza la vera "Visione Diretta" dello spettacolo teletrasmesso.

SOLTANTO ORA PER LA PRIMA VOLTA NELLA STORIA DELLA RICEZIONE TELEVISIVA, L'IMMAGINE TELETRASMESSA APPARE ALLO SPETTATORE CON LA STESSA NATURALEZZA CON CUI APPARE UN PANORAMA OSSERVATO DA UNA FINESTRA APERTA.

ALTRI VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO A "VISIONE DIRETTA" A 59 - 11 W:

Migliore contrasto dovuto alla particolare qualità del vetro dello schermo, alla riduzione delle superfici riflettenti per la luce esterna, ed al trattamento "antireflex" della superficie esterna dello schermo.

Semplificazione del sistema di montaggio dovuta alle quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica.

Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente distribuito.

Maggiore libertà nella progettazione dei mobili per televisori.

Facilità di rimozione della polvere dallo schermo del cinescopio.

Migliore focalizzazione ottenuta mediante l'impiego di un cannone elettronico "corto" con lente unipotenziale.

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - TELEF. 6994 - MILANO.

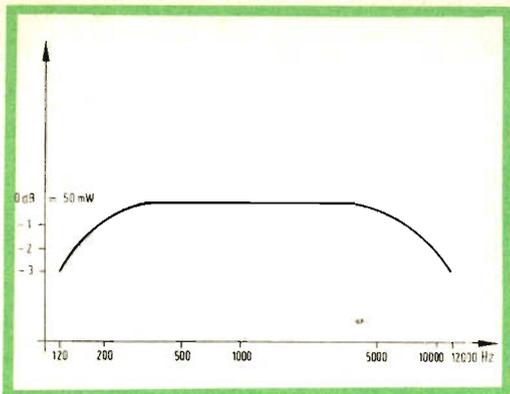



Fig. 3 - Curva caratteristica della distorsione lineare a 50 mW d'uscita.

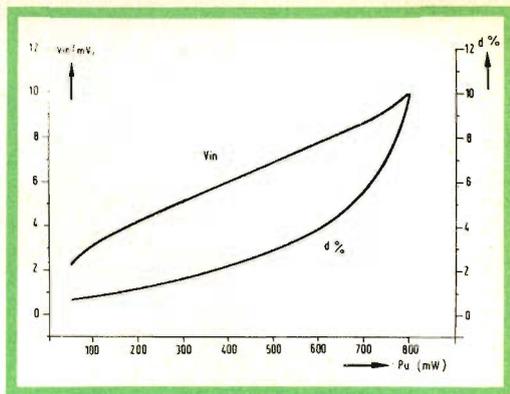



Fig. 4 - Curva di sovraccarico e di distorsione armonica.

ristiche si ricava: $\Delta V_{be\ max}$ ed $I_{b\ max}$ per la data I_{cm}; la I_E a riposo consigliata per la minima distorsione di « Cross-Over » ed infine la V_{be3}.

Noti questi elementi si può ricavare la tensione ai capi della R_3:

$$V_{R3} = V_S - V_A - I_E R_E - V_{be3}$$

e da questa il valore della R_3:

$$R_3 = \frac{V_{R3} - I_{cm} R_E - \Delta V_{be\ max}}{I_{b\ max} + 0{,}5}$$

Il valore di 0,5 mA è stato scelto come margine di sicurezza per la variazione della I_C nello stadio pilota causata: dalla dispersione delle caratteristiche, dalla tolleranza dei componenti e dall'aumento di I_{CBO} a causa della temperatura.

Il picco di corrente che dovrà fornire il transistore pilota sarà quindi:

$$I_{Cp} = \frac{\Delta V_{be\ max} + I_{cm} R_E}{R_3} + I_{b\ max}$$

e la resistenza di emettitore R_1 risulta pertanto:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{Cp}}.$$

La tensione V_{be} necessaria per stabilire la corrente di riposo nei transistori finali è funzione del valore di R_2 e si calcola come segue:

$$R_2 = \frac{V_{be\ med3} + V_{be\ med4} + 2\ I_E R_E}{I_{Cp}}.$$

(Laboratorio Applicazioni « Philips ») **L. C.**

UN MAGGIOR NUMERO DI COLORI PER GLI SCHERMI RADAR

La Syvania Electronic Systems, facente parte della Sylvania Electric Products Inc., ha recentemente perfezionato un principio tecnico che potrebbe permettere agli schermi degli impianti radar o sonar di riprodurre centinaia di colori differenti. Questa tecnica si basa sull'impiego delle tre caratteristiche del colore — vale a dire della tonalità, della luminosità e della densità — per permettere la rapida identificazione visiva di un numero di immagini maggiore di quello che è possibile identificare con la sola differenziazione cromatica. La fabbrica afferma che gli schermi radar per le apparecchiature militari sono stati studiati per riprodurre variazioni di luminosità (ad esempio dalla nitidezza alla foschia) o variazioni di densità (ad esempio dal rosa luminoso al rosa pallido). In precedenza, non era stata escogitata alcuna tecnica che permettesse di combinare i due tipi di valutazione.

THYRISTOR

Il diodo controllato al silicio (SCR) denominato anche thyristor è un componente semiconduttore a giunzioni multiple. Questo componente è stato studiato per il controllo di potenze elettriche rilevanti. Il suo comportamento nei circuiti è essenzialmente quello del funzionamento in commutazione. Le tensioni di lavoro sono comprese fra una decina di volt fino a 400-500 V, mentre le correnti coprono il campo compreso fra pochi ampere fino a oltre alcune centinaia. Il diodo controllato è costituito da quattro strati alternati di silicio opportunamente inquinato (**p** ed **n**) a formare la catena **p-n-p-n.** Questa catena comunica all'esterno elettricamente con tre elettrodi.

Il primo elettrodo, denominato anodo, è collegato al primo strato **p,** il secondo, denominato catodo, è collegato all'ultimo strato (**n**), il terzo elettrodo, intermedio ai primi due, denominato di controllo, o porte è collegato al secondo strato **p** (fig. 1).

In fig. 2 è illustrato il simbolo elettronico adottato per questo componente.

Costituzione interna dell'SCR

La costituzione interna del dispositivo è illustrata dalla fig. 3; la parte centrale del rettificatore è costituita da un cilindro di silicio di tipo **p-n-p** ottenuta mediante la normale tecnica della diffusione.

Lo strato **n** superiore è ottenuto invece iniettando una lega di antimonio ed oro nel cilindretto nella zona tipo **p.**

Alle parti distali del complesso così ottenuto sono poi applicati due dischi di molibdeno per ridurre gli effetti dell'espan-

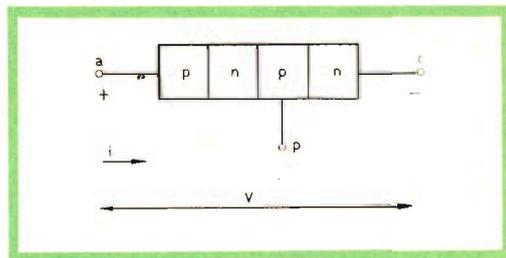



Fig. 1 - Costituzione schematica del diodo controllato **a** = anodo; **c** = catodo; **p** = porta.

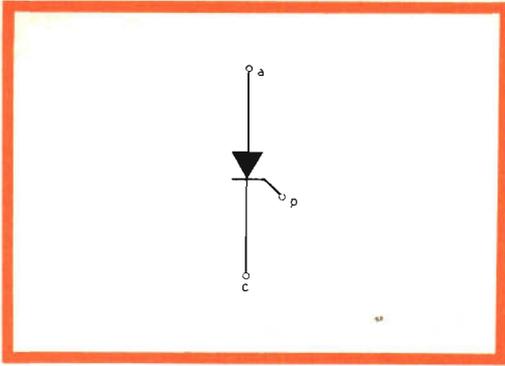



Fig. 2 - Simbolo del diodo controllato.
a = anodo; **c** = catodo; **p** = porta.

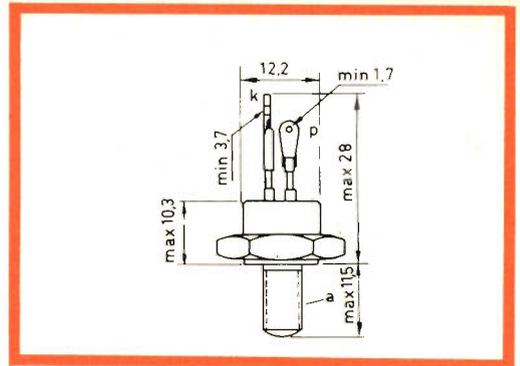



Fig. 4 - Esempio delle dimensioni d'ingombro di un diodo controllato.

sione termica. Il disco di molibdeno inferiore funge da anodo, mentre il catodo è ottenuto connettendo una sbarretta di alluminio al disco superiore di molibdeno.

L'elettrodo di controllo è inserito sullo strato **p** più prossimo al catodo ed è costituito da un sottile conduttore di alluminio. La saldatura tra strato **p** e barretta di alluminio è ohmica.

Il complesso così ottenuto è poi montato con particolare cura alla resistenza termica in una carcassa di dimensioni opportune ed adatte al fissaggio (fig. 4).

Caratteristiche tecniche

Il principio di funzionamento del diodo controllato è analogo a quello dei diodi sfruttanti l'effetto valanga. Se si applica una tensione bassa tra anodo e catodo e

Fig. 3 - Costituzione fisica del diodo controllato.
a = anodo; **c** = catodo; **p** = porta.

precisamente il + all'anodo e il — al catodo senza alimentare l'elettrodo di porta, dato che la giunzione mediana è polarizzata in senso inverso, si può ritenere che la tensione si trovi applicata tutta sulla giunzione intermedia. Il dispositivo presenta una resistenza elevatissima e non è attraversato da corrente. In effetti, sotto l'azione del campo elettrico applicato, solo alcuni portatori di carica riusciranno ad attraversare la giunzione mediana nei due sensi dando luogo ad una deboie corrente di dispersione.

Se ora si fa screscere la tensione applicata tra anodo e catodo, al disopra di un certo valore critico, l'energia dei portatori raggiunge un certo livello. Questi ultimi incontrano sulla loro strada altri portatori ancora legati all'atomo, nell'interazione che ne deriva, questi vengono liberati e sotto l'azione del campo elettrico reciproco accelerano progressivamente diventando la causa di altri svincoli di portatori dai propri atomi.

Il fenomeno come si vede può essere a catena ed in effetti lo è dando luogo all'effetto di conduzione a valanga.

Grazie a questo fenomeno la corrente aumenta in un tempo molto breve, sull'ordine del μsec e può raggiungere valori molto elevati, limitati in pratica solo dal circuito esterno.

La resistenza del diodo controllato durante la conduzione è molto piccola, e quindi pure piccola è la caduta di tensio-

ne anodo-catodo condizione questa che lo mette in netto vantaggio rispetto ai thyratron a gas. Invece di giungere alla conduzione del componente con l'aumento della V_{ca} si può raggiungere un risultato analogo applicando una V_{ca} minore di quella limite, ma oltre a questa una tensione di comando, di ordine inferiore, tra la porta ed il catodo.

Questa tensione deve essere applicata in modo tale da rendere positiva la porta rispetto al catodo.

Si nota che facendo aumentare la tensione anodo catodo la tensione critica di innesco è molto minore della precedente e diminuisce un poco al crescere della tensione di comando.

Si nota allora che applicando una opportuna tensione fra porta e catodo del diodo controllato si può comandare l'innesco di quest'ultimo a piacere.

Con questo comando il diodo controllato può allora passare bruscamente dallo stato di non conduzione a quello di piena conduzione con tempo di commutazione brevissimo.

Quando il thyristor è in conduzione il comando di porta non ha più alcun effetto e può essere tolto. Per ricondurre il diodo allo stato di interdizione è necessario ora o togliere l'alimentazione anodo-catodo oppure ridurre la corrente al disotto del valor minimo dato dalle caratteristiche: valor minimo della corrente di mantenimento.

Il diodo controllato si comporta quindi come un triodo a gas, potendosi paragonare l'effetto valanga dei portatori di carica, alla ionizzazione del gas in un tubo del tipo thyratron od ignitron.

In fig. 5 riportiamo in grafico le caratteristiche di un diodo controllato.

La caratteristica inversa di un diodo controllato è quella tipica di un convenzionale diodo di potenza al silicio, cioè polarizzato inversamente, il diodo controllato presenta una impedenza elevatissima: passa solo la corrente di dispersione.

La tensione inversa applicabile è limitata ad un certo valor massimo di rottura superato il quale si ha la distruzione del rettificatore.

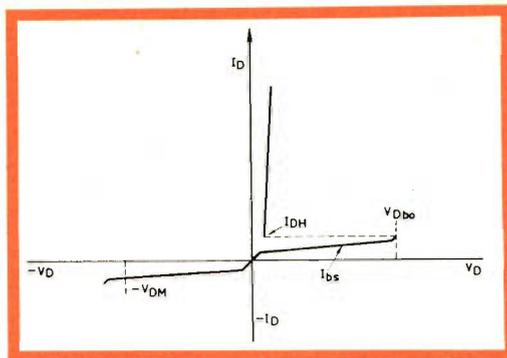



Fig. 5 - Caratteristica V_D I_D di un diodo controllato.

La caratteristica diretta invece presenta due stati distinti:

1) lo stato di bloccaggio; alta impedenza

2) lo stato di conduzione: bassa impedenza.

La caratteristica diretta in condizioni di bloccaggio è analoga alla caratteristica inversa della giunzione p-n. Con corrente di porta nella $I_g = 0$ cioè senza segnale di comando e per tensione inferiore alla tensione critica di rottura (V_{Dbo}), la corrente diretta è di entità trascurabile (corrente di dispersione di qualche milliampere) la resistenza interna del diodo controllato è elevatissima. Superando il punto V_{Dbo} il dispositivo passa dallo stato di bloccaggio a quello di conduzione. In queste condizioni la sua caratteristica diretta è quella tipica diretta di un qualsiasi rettificatore al silicio di potenza che presenti una bassa resistenza dinamica. Il dispositivo può poi

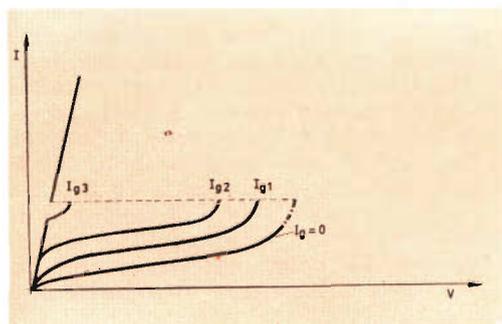



Fig. 6 - Famiglia di caratteristiche descritte al variare di I_g.

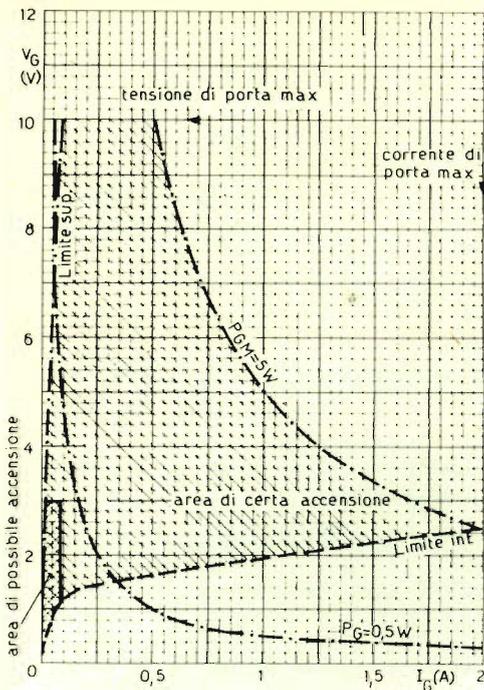



Fig. 7 - Caratteristica di innesco di un diodo controllato (BTY 91).

ritornare nella condizione di blocco se la corrente di carico viene ridotta ad un valore inferiore al punto I_{DH} di fig. 5.

Se nella caratteristica inversa viene superato il punto V_{DH} può aversi la distruzione del dispositivo, mentre il superamento del punto V_{Dbo} nella caratteristica diretta non è distruttivo e può causare solo il passaggio dallo stato di interdizione a quello di conduzione.

Abbiamo già detto che applicando una tensione di comando alla porta del diodo controllato si può spostare il punto di innesco ottenendo tutta la famiglia di curve di fig. 6 corrispondenti a diversi valori della corrente di porta I_g. Naturalmente per ogni diodo controllato esiste una certa caratteristica di innesco.

In fig. 7 è illustrata una tipica caratteristica di innesco (BTY 91).

Il tempo di commutazione dallo stato di blocco a quello di conduzione è di circa 1 μs (max 5 μs).

Il tempo di spegnimento sui 10 ÷ 20 μs.

Il riscaldamento della giunzione è la causa prima delle perdite nel rettificatore, seguono le perdite per bloccaggio diretto ed inverso, le perdite di comando e di commutazione. Per mantenere la temperatura della giunzione nei limiti imposti dalle caratteristiche del rettificatore è necessario provvedere un raffreddamento efficace per il rivestimento esterno, per contro il costruttore assicura una resistenza termica di 2 °C/W per i tipi di piccola corrente fino a valori 0,4 °C/W per esemplari a corrente elevata quindi il progettista è bene sfrutti a fondo le capacità del dispositivo con una buona azione raffreddante.

(Laboratorio Applicazioni Philips)

UN IMPIANTO A BASSO COSTO PER SMISTAMENTO DELLE CHIAMATE

Nei Laboratori della Bell Telephone è stato trovato il modo per realizzare in modo economico un sistema che smista istantaneamente le chiamate telefoniche. Questo sistema è in grado inoltre di identificare in una frazione di secondo le impronte digitali, e di reintegrare la parte restante dell'informazione immagazzinata, quando viene fornita la parte nota.

Un circuito bipolare bilanciato, costituito interamente da materiale magnetico relativamente economico e da filo, attualmente allo studio presso la Bell, permetterà probabilmente di ridurre il costo di costruzione dei sistemi a memoria per l'inoltro di informazioni. I costi di costruzione attuali di impianti di questo genere, basati sull'impiego di circuiti funzionanti a semi-conduttori, del tipo precedentemente sperimentato, sono pressoché proibitivi.

COMANDO ELETTRONICO PER PROIETTORE AUTOMATICO DI DIAPOSITIVE

Se si dispone di un proiettore automatico di diapositive e si desidera effettuare il cambio dell'immagine in sincronismo con la riproduzione di un commento parlato o di un sottofondo musicale che illustrino le immagini proiettate, si può realizzare un comando elettronico con l'aiuto di un magnetofono stereofonico e di un semplice circuito per la sincronizzazione dell'immagine con il suono.

Il montaggio di questo circuito è molto semplice essendo composto di pochi elementi, può essere contenuto in una piccola scatola e viene collegato direttamente al magnetofono e al proiettore per mezzo di due cavi, come si può vedere dalla fig. 2.

Funzionamento

Il magnetofono deve essere predisposto nella posizione « Stereo » in modo che i due canali « registrazione-riproduzione » possano funzionare indipendentemente l'uno dall'altro, cioè ogni canale col proprio amplificatore.

Il canale di sinistra (pista 1 - vedere fig. 1) esplora sul nastro le parti contenenti i brani di musica e il commento parlato che accompagnano le diapositive.

Il canale di destra (pista 3, vedere fig. 1) è utilizzato per gli impulsi di comando, che possono essere costituiti da brani di musica o di parole, per esempio dalle parole « ora » e « poi » nell'i-

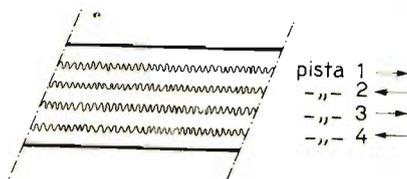



Fig. 1 - Esempio di nastro magnetico stereofonico suddiviso in quattro piste.

Fig. 2 - Vista di insieme del complesso di comando elettronico collegato al magnetofono e al proiettore per diapositive.

stante in cui si effettua il cambio delle diapositive.

Per evitare che questi impulsi di comando siano uditi dagli ascoltatori, si deve interrompere il collegamento d'uscita dell'amplificatore di destra (pista 3) con l'altoparlante; questa operazione viene fatta automaticamente inserendo uno spinotto nella presa per l'altoparlante supplementare. L'apparecchio di comando è collegato, invece che all'altoparlante, all'uscita dell'amplificatore del canale di destra.

Gli impulsi di comando si trovano sulla pista 3 del nastro e sono applicati direttamente all'apparecchio di comando.

Descrizione del circuito

In fig. 3 è rappresentato lo schema elettrico dell'apparecchio di comando elettronico.

Il segnale di comando viene raddrizzato dal diodo D_1 e dal condensatore C_1 e applicato alla base del transistore, di modo che questo conduce e la bobina del relé si eccita. Il relé è collegato con il contatto di chiusura al proiettore automatico. Quando il relé è eccitato, questi contatti sono in posizione di riposo, e restano tali fino ad un nuovo cambio di diapositive.

La resistenza R_2 limita la corrente di base; il diodo D_2 serve di protezione al transistore nel caso si producessero delle tensioni di picco ai capi della bobina del relé.

Le dimensioni e la disposizione del montaggio dipende in linea di massima dal tipo di relé che si desidera impiegare.

Il transistore usato è un AC132 (OC72). Il condensatore C_1 deve avere un valore abbastanza elevato. Il relé deve essere di tipo sensibile.

Le pile hanno una lunga durata perchè erogano corrente solamente per il tempo necessario a cambiare la diapositiva, tuttavia si può fare in modo di applicare ai contatti del relé anche la tensione di rete.

Esempio di calcolo per il montaggio del complesso di comando

Il relé impiegato è del tipo da 6 V - 25 mA.

I transistori che si possono impiegare oltre al tipo AC132 sono i tipi: AC125,

AC126 e AC128; mentre per i diodi D_1 e D_2: BA100 (tipo preferito), OA81, OA85, OA91 e OA95.

La tensione di alimentazione deve essere di 6 V.

Il valore minimo del fattore di amplificazione del transistore AC132 è $\alpha = 65$.

Il relé richiede 25 mA, quindi la corrente di collettore deve essere $I_c = 25$ mA, mentre la corrente di base è:

$$I_b = \frac{I_c}{\alpha} = \frac{25.10^{-3}}{65} = 0{,}38 \text{ mA}$$

La maggior parte dei magnetofoni stereofonici sono equipaggiati con altoparlanti aventi un'impedenza di 5 Ω. Sostituire questa impedenza con una resistenza di 5 Ω alle prese d'ingresso dell'apparecchio di comando. La potenza di uscita massima del magnetofono sulle prese dell'altoparlante di 5 Ω è per esempio di 800 mW.

$$V_O = \sqrt{800 \cdot 10^{-3} \cdot 5} = 2 \text{ V *}$$

Il condensatore C_1 viene caricato fino al valore di picco di questa tensione: $2\sqrt{2} = 2{,}8$ V.

La resistenza R_2 ha il valore di 1 kΩ, di modo che il transistore non costituisca un carico elevato ai capi del condensatore.

Con $C_1 = 100\ \mu F$ l'apparecchio di comando funziona in modo soddisfacente alla frequenza più bassa che può dare il magnetofono.

Per $I_b = 0{,}38$ mA è sufficiente applicare al condensatore una tensione di 0,38 V.

Ciò significa che la Veff. necessaria al segnale di comando, ai capi della resistenza di 5 Ω deve essere:

$$V = \frac{0{,}38}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}27 \text{ V}$$

*** Nota:** Nei magnetofoni con uscita di valore ohmico elevato, per esempio 800 Ω, si produce un adattamento errato, di modo che il segnale di uscita necessario dovrà essere più alto.

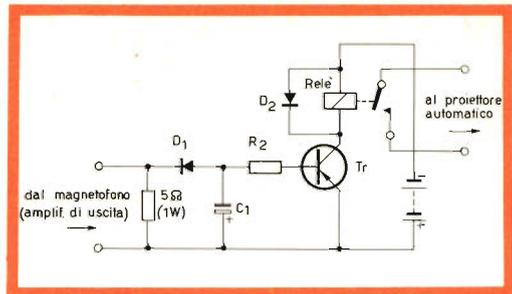



Fig. 3 - Schema elettrico dell'unità di comando elettronico.

Se il potenziometro di volume si trova in una posizione nella quale il segnale di uscita è relativamente debole, il circuito di comando potrà funzionare ugualmente.

Come il segnale di comando viene raddrizzato, si deve fare attenzione che il brano di musica o di commento parlato, non sia ne più lungo ne più corto del tempo necessario per il cambio di una diapositiva; questo si dovrà determinare sperimentalmente per ogni proiettore utilizzato. Il transistore conduce fino a quando il segnale resta applicato alla base; di conseguenza i contatti del relé durante questo tempo restano in posizione di riposo. Il contagiri è molto utile a questo scopo. Grazie al raddrizzamento del segnale di comando il modo con cui si introduce la spina d'entrata dell'apparecchio di comando nelle prese di uscita del magnetofono non ha grande importanza.

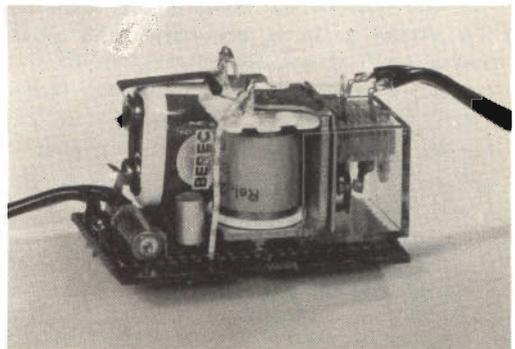



Fig. 4 - Esempio di cablaggio dell'unità di comando elettronico.

La fig. 4 illustra un esempio di montaggio dell'apparecchio di comando. Essendo la sensibilità del transistore elevata, il segnale applicato all'ingresso dell'apparecchio di comando è largamente sufficiente a far funzionare il circuito; solo, a causa dell'equilibrio degli amplificatori di riproduzione stereofonica del magnetofono è consigliabile ricevere gli impulsi di comando in modo che la pista 3 (che invertendo il nastro diventa la pista 2) sia completamente modulata.

Questo si può controllare con l'aiuto di un indicatore di livello (occhio magico).

Per una riproduzione corretta il potenziometro di bilanciamento deve essere nella posizione centrale e il potenziometro di volume deve venir regolato in modo che la musica o il commento parlato, che illustrano le diapositive, si senta attraverso l'altoparlante dolcemente.

In ogni caso le piste devono essere utilizzate separatamente: la pista 1 o la 4 per la musica e il commento parlato e la pista 2 o la 3 per gli impulsi di comando.

Le due piste devono allora passare insieme, (riproduzione stereofonica), ciascuna per il proprio canale, la pista 1 o la 4 per la riproduzione in altoparlante della musica o del commento e la pista 2 o la 3 per il cambio delle diapositive come intermediario dell'apparecchio di comando.

Vantaggi dell'apparecchio di comando

a) La deviazione della pista sonora non è più necessaria.

b) Gli impulsi di comando si trovano sulla stessa pista e occupano una posizione perfettamente verticale al commento; questo assicura una buona sincronizzazione.

c) Facile collegamento fra le varie unità; nessun danno può derivare da manipolazioni errate.

d) Minor costo rispetto ad apparecchi simili esistenti sul mercato.

e) Registrazione molto facile degli impulsi di comando. (La sincronizzazione può essere controllata con l'aiuto del contagiri del magnetofono).

f) Il nastro magnetico è utilizzato su entrambi i sensi, perchè ogni volta si utilizzano due piste; (negli apparecchi di comando esistenti in commercio, la registrazione e la riproduzione non è possibile che in un solo senso a causa della collocazione del tasto di registrazione separato per il comando).

Inconvenienti dell'apparecchio di comando

a) L'apparecchio di comando può funzionare solamente con magnetofoni stereofonici o a 4 piste in cui la testina registrazione-riproduzione per le piste 2 e 3 (vedere fig. 1) sia collegata a una presa separata.

b) Non è possibile riprodurre col sistema stereofonico la musica o il commento che illustra le diapositive, in quanto è necessario un canale di amplificazione per gli impulsi di comando.

F. Toselli

(Da "Digested Concern Literature")

Pile al mercurio non-magnetiche sono state sviluppate dalla Mallory per usi militari, professionali e per impieghi negli orologi elettrici ed elettronici. Le caratteristiche elettriche dei tipi non-magnetici sono identiche a quelle dei modelli standard. Gli involucri di acciaio destinati a queste speciali pile subiscono invece un trattamento di demagnetizzazione che riduce le tracce di magnetismo residuo a valori trascurabili, al di sotto dei limiti indicati dalle norme MIL.

TACHIMETRO TRANSISTORIZZATO

PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

Il circuito del tachimetro è riportato in fig. 4. Per l'alimentazione si può usare un comune trasformatore per l'accensione dei filamenti a 6,3 V.

Il circuito può essere alimentato anche da un accumulatore a 12 V. È stato impiegato un circuito duplicatore di tensione in modo da avere a disposizione una tensione di alimentazione positiva e negativa. La lampada di eccitazione può essere alimentata direttamente dal trasformatore di alimentazione (secondario 6,3 V).

Sull'albero dell'apparecchio di cui si vuol conoscere il numero dei giri viene fissato un disco munito, intorno alla circonferenza, di fori. Il numero dei fori e le loro dimensioni dipendono dalla velocità dell'albero. Il raggio di luce proveniente dalla lampadina viene interrotto da questo disco per cui la superficie sensibile del fotodiodo OAP 12 viene colpita da impulsi luminosi che il dispositivo fotoelettrico trasformerà in impulsi di corrente di una certa durata.

È opportuno incanalare la luce proveniente dalla lampadina e diretta verso il fotodiodo mediante una lente semisferica. La normale luce ambiente diurna o artificiale non influenza il funzionamento dell'apparecchio.

Se questo dispositivo contatore viene accuratamente calibrato, la precisione ottenuta rimane entro ± 2% dell'indicazione fondo-scala dello strumento; ciò vale naturalmente per variazioni di temperatura da 0 a 65 ° e per normali fluttuazioni della tensione di rete.

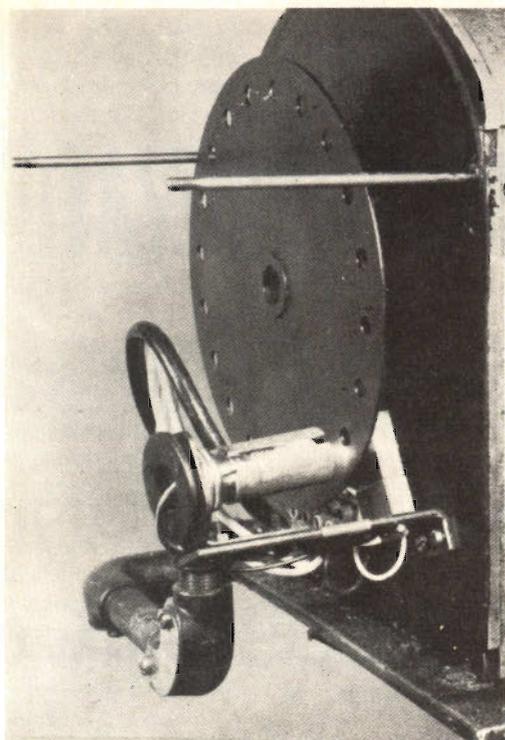



Fig. 1 - Esempio pratico di applicazione del tachimetro all'albero ruotante di una macchina rotativa da stampa. I fori sono 20, egualmente distanziati. Il diametro del disco di alluminio è di 8". I fori servono per moltiplicare la frequenza di rotazione dell'albero.

Descrizione del circuito

Il circuito elettrico di questo tachimetro (fig. 4) impiega tre transistori al silicio BCZ10; due in un circuito multivibratore monostabile (Tr_2, Tr_3) ed uno in un circuito amplificatore di impulsi e formatore (Tr_1) dal quale proviene l'impulso di pilotaggio accoppiato alla base del transistore Tr_3.

Quando la superficie sensibile del fotodiodo viene colpita dalla luce si ha circolazione di corrente con intensità dipendente dall'intensità del flusso luminoso.

Il transistore Tr_1, che normalmente si trova interdetto a causa della polarizzazione diretta del diodo D2, si mette a condurre per tutto il tempo in cui viene eccitato il fotodiodo.

In questo modo sul collettore di Tr_1 viene a prodursi un impulso di tensione rettangolare; tale impulso deve avere una minima durata (T_3, vedi tabella 1).

Il numero di impulsi al secondo è dato ovviamente dal prodotto della velocità dell'albero di rotazione per il numero dei fori presenti sul disco.

Successivamente l'impulso ad onda quadra viene differenziato dal condensatore C_1; l'impulso differenziato (quello diretto in senso positivo) pilota il multivibratore monostabile il cui tempo di apertura (« on ») è controllato dal condensatore C_2.

Il milliamperometro (fondo - scala =

Fig. 2 - Dimensionamento e foratura di un disco per un albero ruotante alla velocità di circa 1500 giri al minuto. Il disco in questo caso deve essere leggermente più grande.

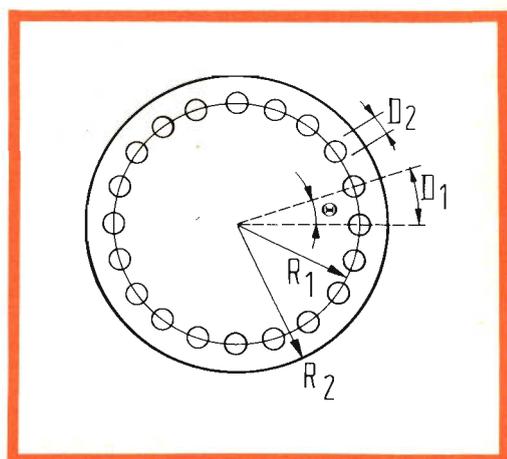



Fig. 3 - Dimensionamento e foratura di un disco per un albero ruotante con velocità compresa tra 60 e 300 giri al minuto.

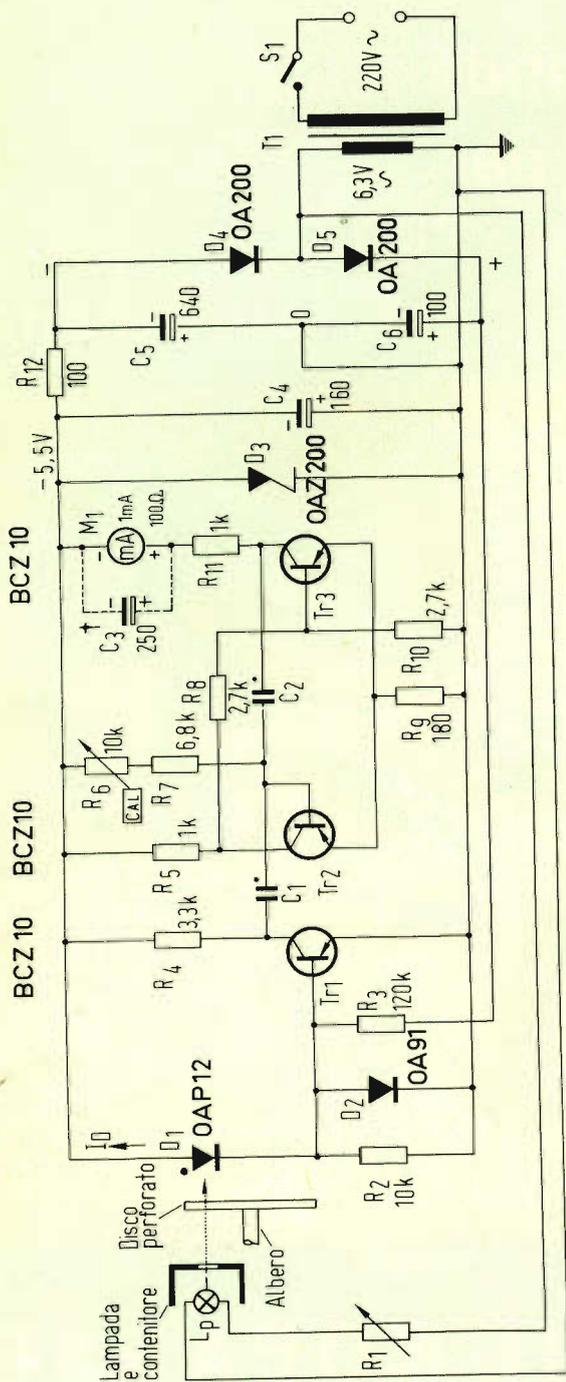



Fig. 4 - Schema elettrico del tachimetro.

MATERIALE OCCORRENTE

Tr_1, Tr_2, Tr_3	transistori al silicio BCZ10
D_1	fotodiodo OAP12
D_2	diodo al germanio OA91
D_3	diodo Zener OAZ200
D_4, D_5	diodo al silicio OA200
R_1	potenziometro a filo
R_2	10 kΩ
R_3	120 kΩ
R_4	3,3 kΩ
R_5, R_{11}	1 kΩ
R_6	10 kΩ potenziometro calibratore
R_7	6,8 kΩ
R_8, R_{10}	2,7 kΩ
R_9	180 Ω
R_{12}	100 Ω
C_1 (vedi tabella 1)	0,033 μF, 125 V poliestere
oppure	0,022 μF, 125 V poliestere
oppure	0,015 μF, 125 V poliestere
oppure	0,01 μF, 125 V poliestere
C_2 (vedi tabella 1)	0,22 μF, 125 V poliestere
oppure	0,082 μF, 125 V poliestere
oppure	0,039 μF, 125 V poliestere
oppure	0,027 μF, 125 V poliestere
oppure	0,018 μF, 125 V poliestere
C_3	250 μF, VW elettrolitico
C_4	160 μF, VW elettrolitico
C_5	640 μF, 10 VW elettrolitico
C_6	100 μF, 16 VW elettrolitico
Valori da scegliere	in base alla frequenza richiesta.
T_1	240/6,3 V, 2,25 A
L_p	6,3 V, (2-5) W lampadina
M_1	0-1 mA, 100 milliamperometro

= 1 mA) collegato in serie al terminale di collettore di Tr_3 darà un'indicazione proporzionata alla frequenza di ripetizione dell'impulso proveniente dal circuito d'ingresso; tale frequenza di ripetizione è proporzionale, come si sa, alla velocità di rotazione dell'albero.

In parallelo allo strumento converrà collegare un condensatore (C_3) del valore di 250 μF in modo che nella gamma compresa da 0 a 100 giri al secondo quando la frequenza scende a 16 giri al secondo, non si abbiano fluttuazioni dell'indice dello strumento.

Un diodo Zener (D_3) fornisce la tensione stabilizzata (—5,5 V) per il funzionamento dei transistori.

La corrente che passa in R_{12} ha il valore approssimativo di 30 mA. Se il fotodiodo deve trovarsi molto distante dal circuito elettrico il collegamento può essere effettuato mediante un cavo schermato con due conduttori; in questo modo vengono eliminate le influenze di qualsiasi campo magnetico od elettrostatico esterno. Il cavo può essere lungo fino a 10 metri.

Come deve essere forato il disco

Un interessante vantaggio di questo tachimetro è l'ampia gamma di velocità che esso può misurare. Si può facilmente misurare una velocità di rotazione di 60 giri al minuto (1 giro al secondo) con estrema facilità; praticando nel disco 20 fori distanti ugualmente l'uno dall'altro (fig. 3), si può misurare una frequenza effettiva di 20 cicli al secondo. Per una velocità massima di 1500 giri al minuto si può usare sia un disco con 4 fenditure (fig. 2), (sulla scala da 0 a 100 cicli al secondo), (sia un disco con 10 fenditure sulla scala da 0 a 250 cicli al secondo). La scelta dipende dallo spazio disponibile.

Si deve tener presente comunque che il tempo di esposizione (T_3) del fotodiodo deve essere maggiore del tempo T_2 indicato nella tabella 1 come tempo di apertura Tr_3 (« on »); solo in questo modo il multivibratore funziona regolarmente.

Per eliminare le riflessioni, il disco può essere fatto di alluminio verniciato di nero.

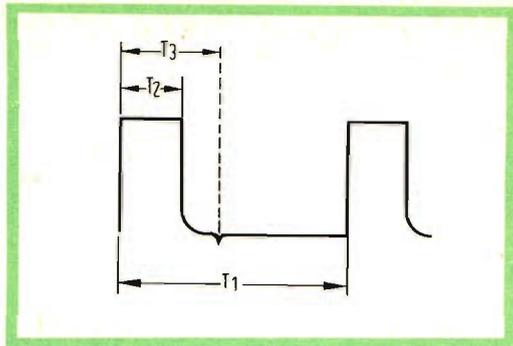



Fig. 5 - Forma d'onda dell'impulso sul collettore di Tr_3.

Scelta della lampada e regolazione della corrente del fotodiodo

I watt che la lampada deve avere dipendono dallo spazio esistente tra il fotodiodo e la lampada stessa (di solito da 15 mm a 40 mm). Nel nostro caso è stata impiegata una lampada per auto da 6 V - 4 W.

La resistenza in serie R_1 serve per regolare la luminosità e quindi la corrente del fotodiodo (400 μA).

Calibrazione del circuito

La tabella 1 indica i valori dei condensatori C_1, C_2 e C_3. Ci si assicura innanzitutto che il fotodiodo non sia illuminato, dopodichè si regola il potenziometro R_6 in modo che quando alla base di Tr_1 viene applicato un impulso negativo di onda quadra (con ampiezza di 1 V_{pp}) e con forma indicata nella fig. 5, l'indice dello strumento si trova in fondo scala.

La frequenza di ripetizione deve corrispondere allora al limite superiore di frequenza della gamma scelta.

Prima di collegare il generatore di onde quadre all'ingresso del tachimetro è opportuno controllare la calibrazione dello strumento facendo riferimento alla frequenza di 50 cicli al secondo. Un altro sistema di calibrazione del tachimetro consiste nel far girare il disco alla massima velocità mediante un motore sincrono di

cui si conosca il numero di giri al secondo. La velocità del disco può essere controllata anche mediante lo stroboscopio. La corrente circolante nel fotodiodo, a disco fermo (I_D) e con il fotodiodo in esposizione, sarà allora regolata al valore approssimato di 400 μA.

Esempio pratico per la foratura del disco.

Supponiamo che l'albero ruotante abbia una velocità massima di 5 giri al secondo. Si praticano nel disco 20 fori come indicato in fig. 3 in modo da avere una lettura fondo-scala dello strumento di 100 Hz. Dalla tabella 1, il rapporto $T_3 : T_1 = 4 : 10$. Supponiamo $D_1 = 1''$ e $\angle\theta = 18°$:

$$\text{Avremo } D_2 = D_1 \frac{T_3}{T_1} = \frac{1 \times 4}{10} = 0{,}4''$$ [1]

Il raggio fino al centro dei fori (R_1) sarà:

$$R_1 = \frac{\text{Numero di fori} \times D_1}{2\pi} = 3{,}18''$$

Il raggio del disco (R_2) potrà allora essere fissato nella misura di 4". Per alberi con velocità di rotazione maggiore, la larghezza della fenditura sul disco potrà essere più larga e cioè ¼" (fig. 2).

[1]) Dimensioni in pollici. 1 pollice = 25,4 mm

TABELLA I - VALORI CARATTERISTICI PER SEI CAMPI DI FREQUENZA

Campo di frequenza richiesto (Hz)	Periodo corrispondente alla frequenza max (T_1) (ms)	Tempo di conduzione « on » T_2 (T_{r3}) (ms)	Tempo minimo di esposizione di D_1 (T_3)	Valori dei condensatori (μF)		
				C_1	C_2	C_3
0-100	10.0	2.0	4.0	0,033	0,22	250
0-250	4.0	0.9	1.8	0,022	0,082	—
0-500	2.0	0.5	1.0	0,015	0,039	—
0-750	1.33	0.3	0.6	0,01	0,027	—
0-1000	1.0	0.25	0.5	0,01	0,018	—
0-1500	0.66	0.16	0.3	0,01	0,0082	—

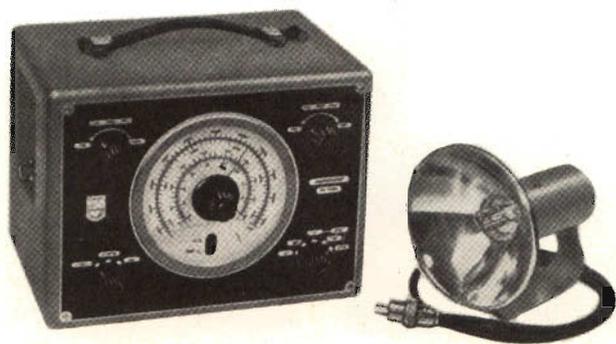
A. Marucci

L'ultimo modello di ricerca persone in miniatura posto in vendita recentemente dalla HASLER ITALIANA S. A. impiega per la sua alimentazione 2 pile al mercurio Mallory con capacità 350 mA ora. Il ricevitore, di dimensioni particolarmente ridotte (44 x 87 x 13 mm), pesa soltanto 62 g ed è fornito in due versioni di potenza acustica, con frequenza del segnale di circa 3000 Hz.

ANALISI DEI MOVIMENTI BIOLOGICI MEDIANTE STROBOSCOPIO

Il movimento, biologicamente parlando, può essere essenzialmente distinto in due tempi: movimento meccanico e movimento libero, mentre dal punto di vista tecnico i movimenti vengono suddivisi in ciclici e in aperiodici.

Movimento di tipo ricorrente, come ad esempio, il camminare o il salire le scale, vengono raggruppati dal punto di vista biologico sotto la denominazione « meccanismi ».

Solitamente questi « meccanismi» vengono compiuti subconsciamente mentre le condizioni ambientali possono influen-

Stroboscopio PR9103/02 Philips composto da una unità di regolazione e da un proiettore separato.

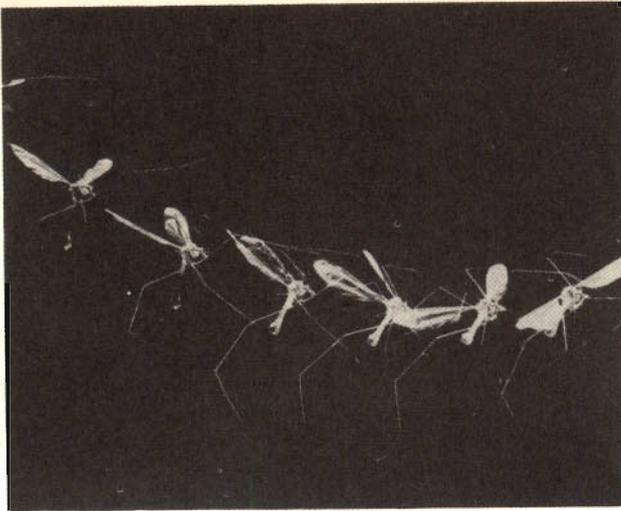



Fig. 1 - Una pedicia in volo libero durante una fase di frenata. La sequenza del movimento dei « corni » è facilmente riconoscibile.

zare il processo secondo il quale viene posto in atto questo movimento. Biologicamente parlando, l'analisi di questi movimenti permette di trarre delle interessanti considerazioni che possono essere di natura psicologica o biologica.

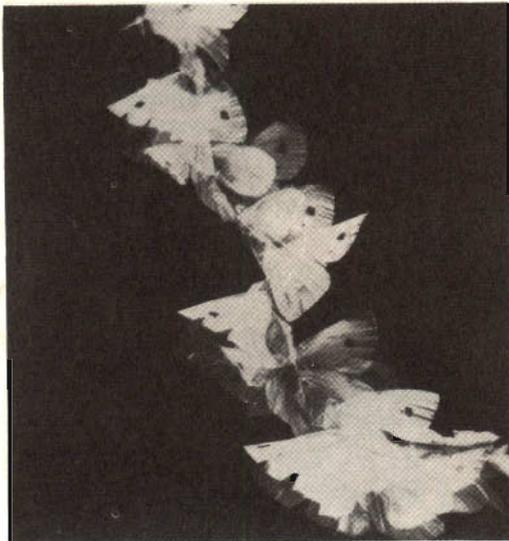



Fig. 2 - Sequenza dei movimenti di una farfalla bianca durante un volo libero ascendente.

Per essere in grado di analizzare il processo di un movimento è necessario rilevare la maggior quantità possibile di dettagli, e un particolare miglioramento in questo senso l'ha permesso lo sviluppo delle « lampade a scarica ad impulso » con una rapida sequenza dei lampi e con scariche di breve durata.

La cadenza dei lampi, variabile da 1 a 300 al secondo, permette di adattare i singoli lampi al movimento o alla velocità angolare e di ottenere quindi la registrazione di una rapida sequenza di singole fasi del processo di movimento, tenendo presente che il breve periodo di scarica consente un'immagine ben definita delle singole fasi del movimento. Con opportuni arrangiamenti sperimentali sarà possibile ottenere parecchie singole fasi su di un solo negativo.

Per poter registrare su di un negativo queste fasi del movimento sarà necessario sottostare alle seguenti condizioni:

— La macchina fotografica deve essere disposta in modo tale che il soggetto in movimento rimanga sempre compreso nel campo focale dell'obbiettivo.

— Il fascio di luce della lampada a scariche deve essere regolato per la profondità focale dell'obbiettivo.

— Quando il soggetto si muove attraverso il piano focale della macchina fotografica, l'otturatore deve essere mantenuto aperto fino a che il soggetto ha raggiunto il limite del piano focale.

— Durante il periodo di apertura dell'otturatore lo stroboscopio deve illuminare con i suoi lampi il soggetto. Ciascun lampo corrisponde alla fotografia di una fase del movimento e la sequenza dei lampi da una sequenza di immagini corrispondente all'intero movimento. Inoltre utilizzando questo metodo bisognerà avere cura di avere uno sfondo il più scuro possibile.

In caso di oggetti non contrastanti o aventi una pigmentazione troppo scura, si può usare un secondo metodo che indichi almeno le variazioni di posizione dell'oggetto. Per ottenere ciò bisognerà contrassegnare con un punto di colore che faccia contrasto con la colorazione propria del soggetto e regolare la macchina fotografica e i lampi di luce dello stroboscopio come è già stato indicato. Quindi quando l'oggetto dotato di questo punto di colore, che potrebbe essere anche fluorescente, si muove nel buio, la traccia del movimento appare nel negativo sotto forma di una catena di punti luminosi, dai quali si possono ricavare le relazioni di tempo e spazio che li legano.

Se non si può evitare della luce di fondo disturbante, si può migliorare il contrasto utilizzando pellicole sensibili e filtrando la luce con degli opportuni filtri (gialli-verdi-rossi) in modo da sfruttare l'alto contenuto di irradiazione dei lampi di luce nello spettro del blu.

Le relazioni di tempo e di spazio nelle immagini possono essere rilevate se si è in grado di misurare la velocità del movimento dell'oggetto facendo riferimento per la determinazione del tempo alla cadenza dei lampi di luce.

Lo spostamento dell'oggetto può essere seguito anche a mezzo di un'asta graduata che venga fotografata assieme al soggetto e misurando una parte dell'oggetto facilmente visibile o mediante foto stereo eseguita mediante due apparecchi fotografici.

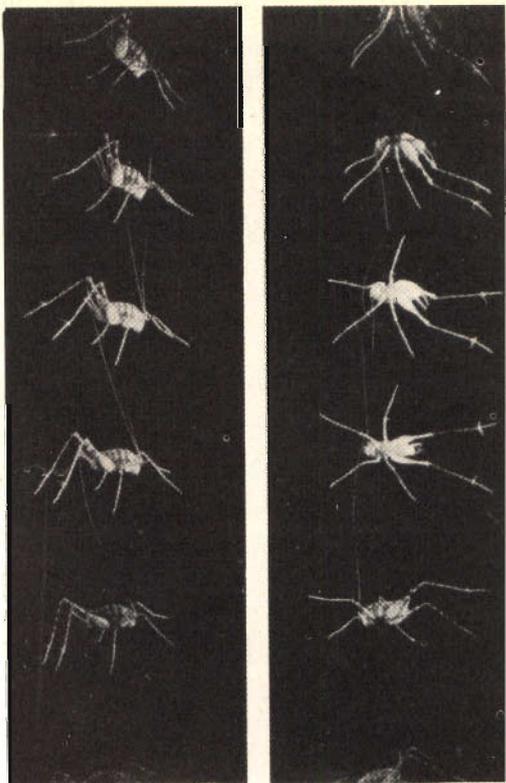
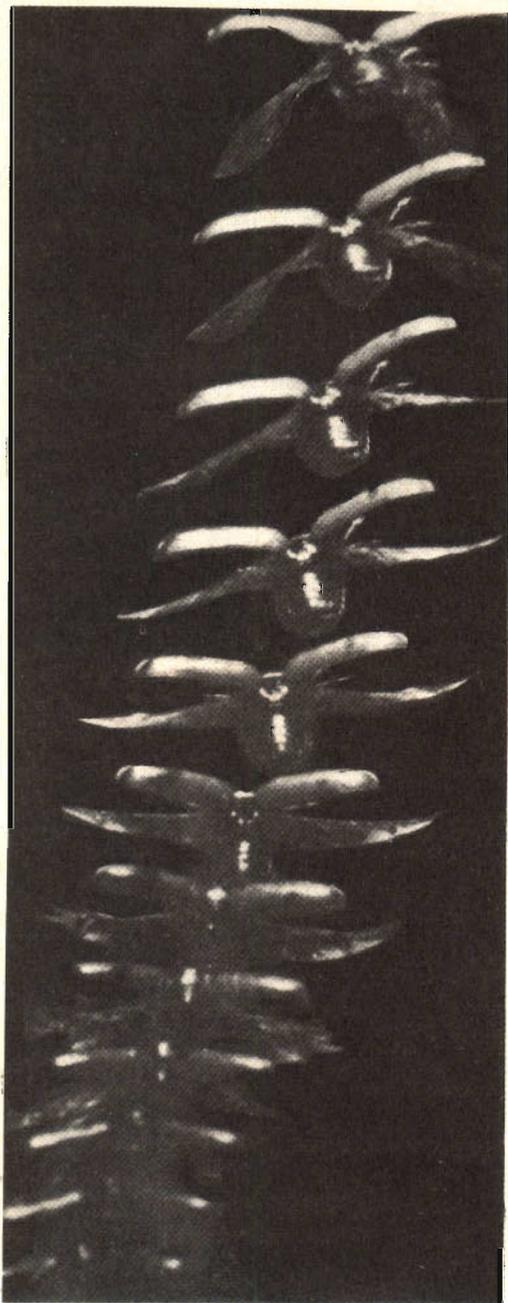



Fig. 3 - Caduta libera di una cavalletta di serra. In questa fase dell'esperimento le sorgenti di luce erano distribuite uniformemente cosicchè la cavalletta poteva orientarsi solo riferendosi alla corrente del vento. In entrambe le serie di foto è possibile rilevare la funzione delle estremità ed è possibile nella serie di foto di destra osservare il movimento di rotazione.

La fotografia stereoscopica può essere particolarmente utile quando il moto dell'oggetto devia fortemente dalla linea retta.

Oltre alla velocità del movimento si possono registrare le fasi del movimento dei vari arti del soggetto e ricavare il processo del movimento.

Le figure danno numerosi esempi di analisi di movimenti eseguiti col metodo testè descritto che prevede l'impiego di una sorgente di luce non continua, ma a lampi, a cadenza variabile.

Nella prima foto si può osservare una pedicia in fase di frenata mentre vola attraverso il fascio di luce. Questo insetto al posto delle ali posteriori ha sul dorso dei « corni » che si possono osservare bene durante le varie fasi del movimento.

Durante il volo in linea retta essa muove questi « corni » alternativamente con le ali frontali. La frequenza di sbattimento delle ali è di circa 30 ÷ 50 volte al secondo per il volo frontale e libero.

Siccome i « corni » eseguono lo stesso movimento alternativamente con le ali frontali, siamo quindi in presenza di un « meccanismo ».

La domanda che si pone a questo punto è se i corni si muovono ancora alternativamente durante il volo non rettilineo e durante delle frenate o se in questo caso il loro moto diviene parallelo al movimento delle ali. Questo aspetto della questione diviene ancora più interessante se si attribuiscono ai corni delle funzioni statiche. Nella stessa figura si possono quindi studiare la dinamica del volo libero o gli effetti di una frenata oltre al particolare problema della funzione dei corni.

Nella terza figura è stato studiato il comportamento di una cavalletta da serra con una ripresa stroboscopica. In questo esperimento fu studiata l'orientazione statica della cavalletta durante una caduta libera, e si osservò che, come il gatto, la cavalletta cade sempre sulle proprie gambe. La ripresa stroboscopica mostra chiaramente le singole fasi della reazione durante la caduta.

Esistono ancora molti esempi d'impiego dei lampi di luce di uno stroboscopio per lo studio delle reazioni di un ragno durante il movimento a salti o per l'analisi dei moti natatori dei pesci o per riprendere il volo di pipistrelli o uccelli, in qualche caso con l'impiego di lampi di luce ultravioletta o infrarossa. Mediante l'osservazione microscopica ingrandita è possibile osservare i movimenti di esseri microscopici come la Daphnia e i Flagellati.

Si può quindi affermare che questo metodo di analisi del movimento non solo è meno costoso come materiale impiegato ma permette anche una più facile interpretazione dei risultati.

Fig. 4 - Il volo caratteristico di uno scarafaggio (Clytra) con le sue caratteristiche elitre quasi rigide.

(Da "Science and Industry")

G. Abussi

FOTORESISTENZE

Sistemi di chiamata per alberghi, ospedali . . . .

Dispositivo di allarme antifurto a radiazioni infrarosse

I sistemi di chiamata negli alberghi, negli ospedali, negli uffici ed in altri grandi stabilimenti comprendono solitamente un pannello su cui sono montate delle lampade che indicano quale pulsante è stato premuto. Benchè spesso, per il controllo di tali lampade, si usino relè elettromagnetici, tali sistemi non sono sempre sicuri ed essi possono venir vantaggiosamente sostituiti da cellule fotoconduttive come viene illustrato nel circuito di fig. 1. La cellula fotoconduttiva, che può anche essere del tipo al solfuro di cadmio, vale a dire poco costosa, viene montata vicino alla lampada spia. Quando il pulsante, rappresentato dal pulsante S1 di fig. 1, viene momentaneamente chiuso, il campanello suona e la lampada spia si accende.

La luce, colpendo la fotocellula, ne riduce la resistenza; ciò consente un passaggio di corrente elettrica capace di mantenere la lampada accesa anche quando il pulsante viene rilasciato (ed il campanello cessa di suonare). Appena l'incaricato ha notato da quale pulsante proviene il richiamo, apre momentaneamente l'interruttore S2, che può parimenti essere costituito da un altro pulsante e così spegne la lampada. Infatti in tale modo si provoca l'aumento della resistenza della cellula, e

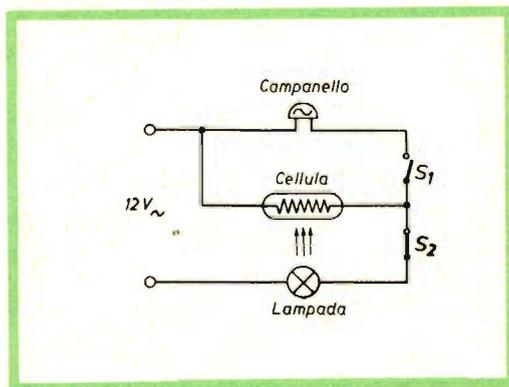



Fig. 1 - Schema elettrico di principio del sistema di chiamata.

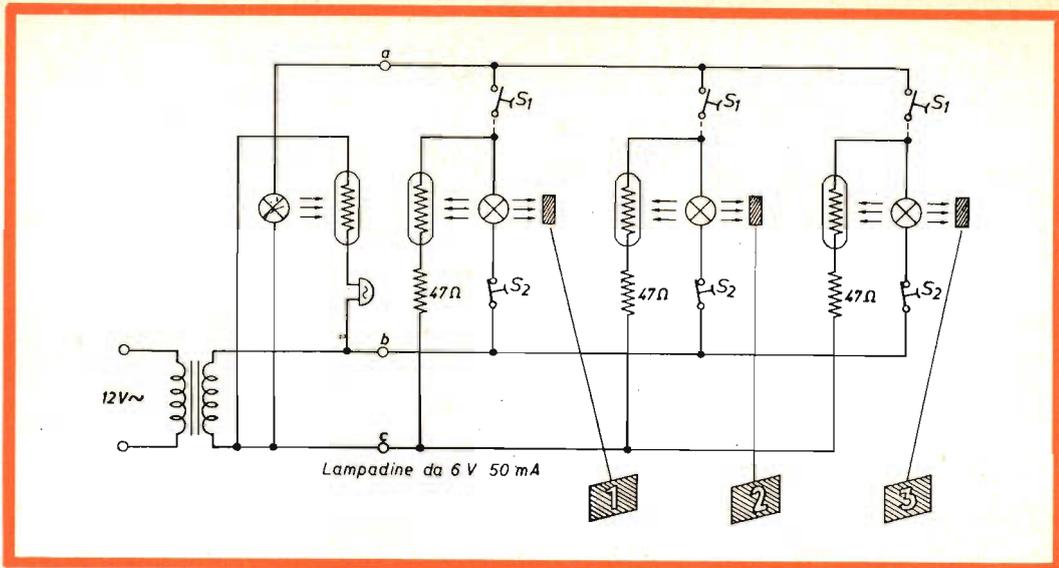



Fig. 2 - Schema elettrico pratico del sistema di chiamata.

la corrente che passa è insufficiente a provocare una nuova accensione della lampada finchè non venga ancora azionato il pulsante di chiamata.

La fig. 2 riporta un circuito pratico basato sul principio precedente. Le lampade, del tipo da 6 V 50 mA, sono montate a circa 4 cm di fronte alle rispettive fotocellule. In serie ad ogni fotocellula si trova una piccola resistenza per evitare il sovraccarico quando è illuminata. Poichè le lampade che si adoperano posseggono una resistenza abbastanza elevata, il campanello è messo in azione da un relè separato, vale a dire collegato al trasformatore che alimenta il circuito attraverso una fotocellula addizionale Ph1.

Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo di allarme antifurto a raggi infrarossi.

Dispositivo di allarme antifurto a radiazioni infrarosse

Tale sistema di allarme fa uso di un fototransistore esposto alle radiazioni in una regione dell'infrarosso vicino allo spettro visibile ottenuto da una lampada a tungsteno operante a bassa tensione e dotata di un filtro infrarosso, e di un circuito transistorizzato che possiede due condizioni stabili.

Nel circuito riprodotto in fig. 1, si osserva che quando il fototransistore non è irradiato, la corrente di base del transistore al silicio Tr2 passa nella resistenza R ed esso è in saturazione. A causa del partitore di tensione formato dal relè e da R, la tensione emettitore-base del fototransistore Tr1 è negativa, sicchè Tr1 è bloccato. Questo stato di cose rappresenta una con-

radiotecnici - radioamatori - radioriparatori

presso la sede

di GENOVA

P.zza J. DA VARAGINE 7-8
TELEFONO N. 281524 - 683491

troverete un vasto assortimento di materiale elettronico

COMPONENTI ELETTRONICI
G.B.C electronics
RADIO - T.V.
REGISTRAZIONE

dizione stabile che viene mantenuta anche allorquando il fototransistore viene susseguentemente irradiato.

Per disporre il dispositivo in possibilità di dare l'allarme, si preme momentaneamente l'interruttore S dotato di una molla di richiamo; in tale modo si mette a massa l'emettitore di Tr1. Se la radiazione è sufficiente, Tr1 passa ora in condizione di saturazione e questa costituisce la seconda condizione stabile. Se la radiazione viene interrotta da un intruso, Tr2 passa di nuovo in saturazione e si mette in azione il relè che dà la forma di allarme che si desidera.

Nel dispositivo prototipo, è stata usata una lampada d'automobile da 12 V 36 W come sorgente luminosa dotata di un filtro infrarosso capace di lasciar passare soltanto le lunghezze d'onda maggiori di 1 μ. Dietro il bulbo della lampada è stato montato uno specchio concavo ed una semplice lente biconvessa nel ricevitore, per mettere a fuoco la radiazione sul fototransistore. Per una penetrazione di 90 cm la lampada richiedeva una tensione di soli 4,5 V; per una penetrazione di 7,5 m la tensione richiesta era di 11 V.

Partitore di tensione elettronico con comando a distanza

I partitori di tensione convenzionali a filo introducono una certa quantità di disturbo nel circuito quando il braccio del cursore si muove lungo il filo della resistenza. Usando una resistenza il cui valore dipenda dall'illuminazione come cursore del partitore di tensione si può ottenere una regolazione continua e senza alcun disturbo. Il circuito è rappresentato in fig. 1. La resistenza fotosensibile LDR viene illuminata dalla lampada La, la cui corrente, e quindi la cui luminosità, è regolata da una normale resistenza variabile R_V. In seguito all'inerzia della lampada e del fotodispositivo, la variazione di R_V non introduce alcun disturbo nel circuito.

La lampada, naturalmente, deve essere montata vicino alla fotoresistenza, ma R_V può venir collocata in qualsiasi posizione conveniente, e, se necessario, collegata alla lampada anche mediante una lunga linea elettrica, ciò rende possibile un controllo a distanza. Se la resistenza di non illuminazione di LDR è troppo alta, può venir shuntata mediante una normale resistenza di valore più basso.

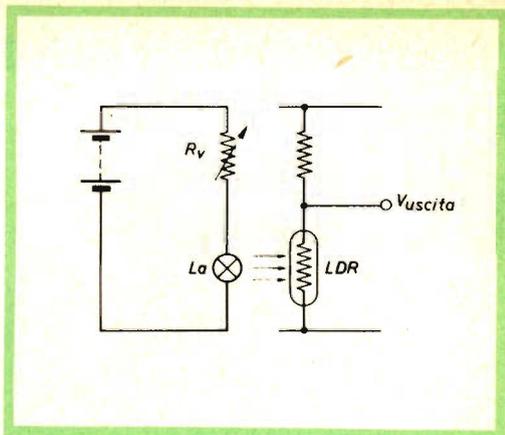



Fig. 1 - Schema elettrico del partitore con comando a distanza.

Il dispositivo precedentemente descritto può venir adoperato per ridurre automaticamente il volume sonoro, ad esempio, di un apparecchio radio o televisivo, quando si risponde, si ponga il caso, al telefono. Viene omessa allora la resistenza R_V; si inserisce invece nel circuito della lampada un contatto a molla che si chiude appena si solleva il ricevitore telefonico, come è illustrato in fig. 2.

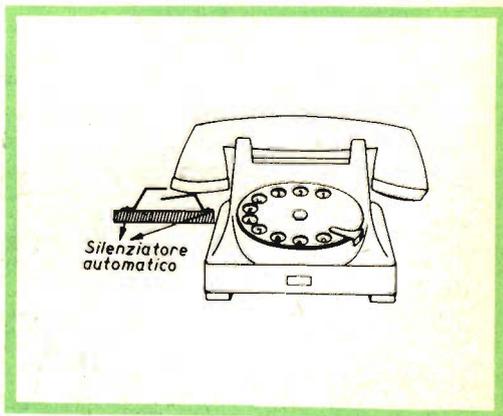



Fig. 2 - Il precedente circuito applicato ad un ricevitore telefonico.

STETOSCOPIO ELETTRONICO

Fig. 1 - Lo stetoscopio a transistori descritto in questo articolo.

Lo stetoscopio elettronico che descriviamo, può funzionare anche come rivelatore di vibrazioni, ed è uno strumento veramente utile.

Il suo impiego può risultare facile anche a persone tecnicamente non preparate. Con uno strumento del genere l'operatore può percepire, in una macchina in movimento, rumori che altrimenti risulterebbero inudibili, oppure può rivelare il modo con cui si ripercuotono su un corpo i colpi dati ad esso ad esempio con un martello.

In qualche caso, specialmente dopo avere acquisito una certa pratica, sarà possibile ascoltare con questo strumento attraverso muri e porte, le conversazioni che avvengono dentro una stanza.

Lo stetoscopio a transistori illustrato dalla fig. 1 è di montaggio semplicissimo, poco costoso, e di facile uso.

Esso sarà uno strumento estremamente utile, ai meccanici, e ai riparatori in genere.

Descrizione del circuito

Lo stetoscopio elettronico transistorizzato è costituito da due transistori: un preamplificatore d'entrata e un amplificatore finale di potenza.

Il rivelatore di vibrazioni è una comune cartuccia fonografica di tipo piezoelettrico, mentre il trasduttore d'uscita è costituito da un auricolare elettromagnetico del tipo di quelli per apparati di protesi auditiva.

Dalla fig. 2 risulta subito evidente che l'amplificatore impiega un transistore del tipo PNP e uno di tipo NPN accoppiati fra loro direttamente.

L'accoppiamento diretto ha il pregio di assicurare un'ottima caratteristica di risposta alle audio frequenze più basse ed elimina altresì la necessità di impiegare trasformatori e altri componenti speciali.

La cartuccia piezoelettrica è collegata alla base del transistore Q1 attraverso un condensatore elettrolitico da 16 μF;

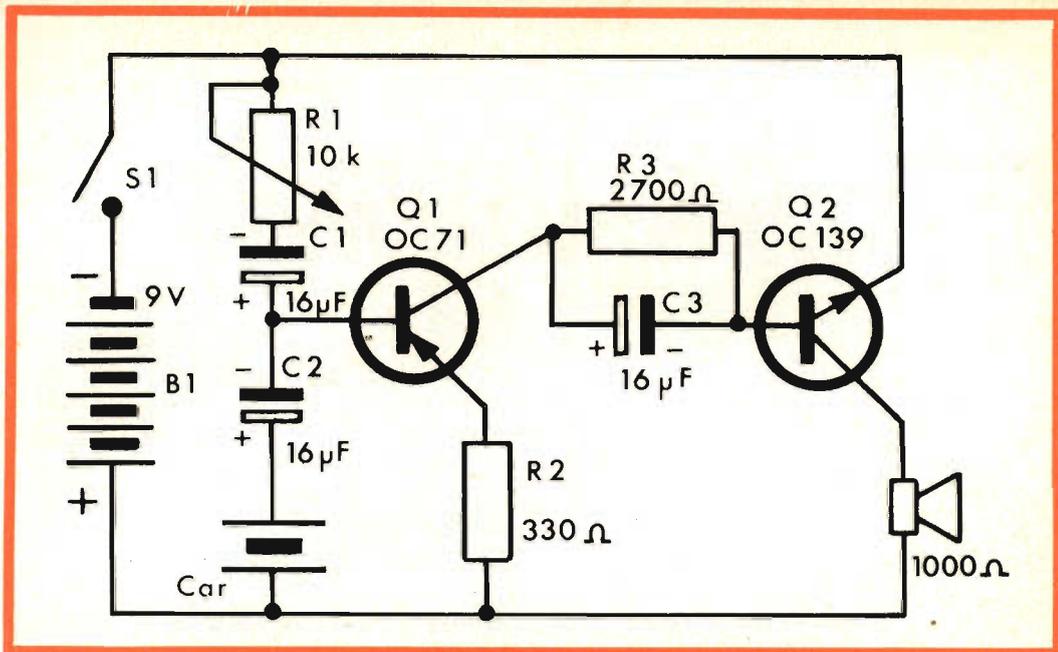



Fig. 2 - Schema elettrico dello stetoscopio a transistori.

il circuito RC costituito da R_1 e C_1 è il controllo di volume: in pratica vengono bypassati a massa i segnali a secondo del valore assunto dal potenziometro da 10 kohm.

Fig. 3 - Il circuito stampato come si presenta in scala 1 : 1

La resistenza R_2 da 330 ohm assicura la polarizzazione dell'emettitore; dal collettore del transistore OC 71 i segnali amplificati vengono portati sulla base del transistore OC 139 attraverso un circuito costituito da R_3 e C_3.

R_3 ha lo scopo di limitare la corrente che circola nel primo transistore: da prove effettuate si è visto che sarebbe possibile anche cortocircuitare questa resistenza senza che, per questo, il transistore ne venga danneggiato; il condensatore C_3 da 16 μF serve a bypassare la resistenza R_3; logicamente eliminando R_3 togliere anche il condensatore C_3.

L'auricolare elettromagnetico come già accennato, è del tipo comune usato per gli apparecchi di protesi auditiva: a 1000 Hz presenta un'impedenza di circa 1000 ohm, quindi può costituire efficacemente il carico del transistore OC 139.

Questo, essendo del tipo NPN, è collegato con il collettore dal lato positivo e con l'emettitore dal lato negativo, cioè il con-

trario di quanto normalmente avviene nei circuiti transistorizzati impieganti transistori del tipo PNP.

L'alimentazione è assicurata da una batteria da 9 V del tipo normalmente usata nei piccoli radioricevitori portatili: dato che il consumo del complesso è limitato a pochi milliampere, la si sostituirà solo dopo un lunghissimo periodo di funzionamento.

L'interruttore S_1 è accoppiato al potenziometro R_1 da 10 kΩ che, come abbiamo visto precedentemente, costituisce il regolatore di volume del nostro stetoscopio elettronico.

Con ciò, pensiamo di essere stati sufficientemente esaurienti e che il dilettante non abbia più alcun dubbio sul funzionamento dell'apparecchio e sulla ragione di esistere dei vari componenti impiegati.

Fig. 4 - La sonda di rivelazione rumori riprodotta in scala 2 : 1. Essa può essere ricavata anche da un comune fermaglio fermacarte.

Realizzazione pratica

Come per tutte le nostre realizzazioni di laboratorio, anche questa è stata studiata

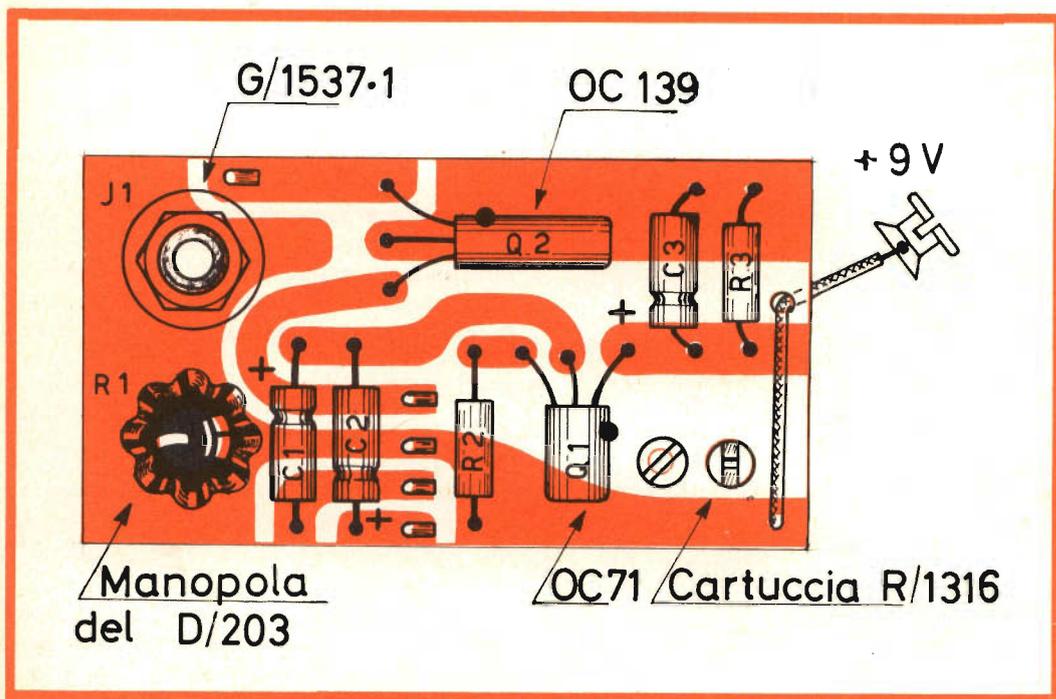



Fig. 5 - Disposizione delle parti sulla piastrina di bakelite.

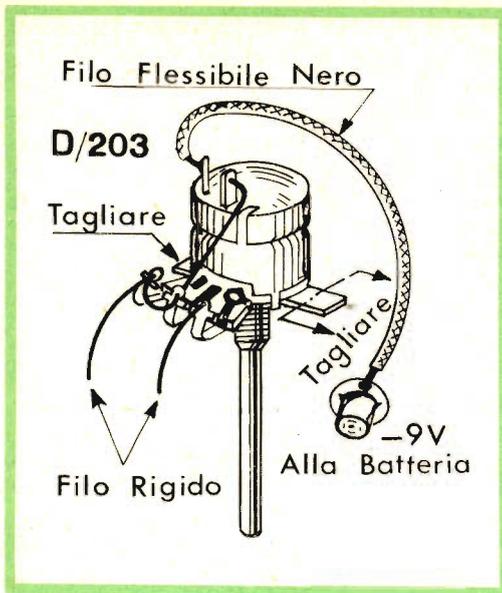



Fig. 6 - Come va eseguita preventivamente la preparazione del potenziometro.

su un circuito stampato: il montaggio quindi risulta semplicissimo, il funzionamento sicuro, ed eventuali errori sono limitati solo a una falsa interpretazione dei disegni di cablaggio.

Preparazione dei componenti

I componenti da preparare sono essenzialmente due:

il circuito stampato, e la testina fonografica. Come costruirsi il circuito stampato è stato più volte illustrato su questa rivista, non vale quindi la pena di ripetersi: ricorderemo soltanto che esso può essere facilmente costruito dall'amatore impiegando la trousse « Prink-Kitt » della G.B.C. che contiene tutto il necessario per la realizzazione, cioè le lastre di bachelite ramata, l'inchiostro protettivo per disegnare il circuito, il composto disossidante per le lastre e l'acido per effettuare l'incisione.

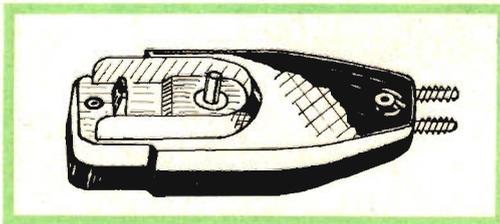



Fig. 7 - La testina microfonica pronta per la sua utilizzazione nello stetoscopio.

Una volta quindi tagliata la lastra di bachelite nelle dimensioni indicate dalla fig. 3, sovrapporre la pagina della rivista alla lastrina e segnare tutti i punti di foratura; con l' inchiostro protettivo, sempre seguendo il disegno di fig. 3, disegnare tutti i collegamenti.

Quando l'inchiostro è ben asciutto, immergere la lastrina nella soluzione sino a che questa abbia completamente asportato la superficie di rame non protetta: sciacquare con acqua corrente e asportare l'inchiostro con un batuffolo di cotone imbevuto d'alcool.

Le operazioni da effettuare sulla testina fonografica sono semplicissime: svitare le due viti che fermano le puntine nelle rispettive sedi; queste non saranno utilizzate e potranno essere sfruttate come ricambio su un qualsiasi giradischi. Dovrà invece essere costruita una puntina speciale che costituirà il rivelatore di vibrazioni vero e proprio; a tal fine cercare fra i materiali di recupero uno spezzone di filo armonico sufficientemente flessibile e della lunghezza di circa 10 cm., piegarlo ad angolo netto e sagomarlo secondo il disegno di fig. 4. Questo perchè possa essere successivamente fissato sulla testina fonografica al posto di una delle due puntine, e sia in grado di trasmettere le vibrazioni raccolte al cristallo piezoelettrico, che a sua volta le convertirà in vibrazioni elettriche.

Cablaggio

Tutti i vari componenti vengono montati, al contrario di quanto avviene nei montaggi tradizionali, su entrambe le facce del circuito stampato.

Dal lato bachelite saranno fissati i due transistori, i 3 condensatori elettrolitici e le due resistenze: effettuare le saldature con un saldatore a punta sottile e di bassa caloria, e attenersi in tutto e per tutto al cablaggio di fig. 5.

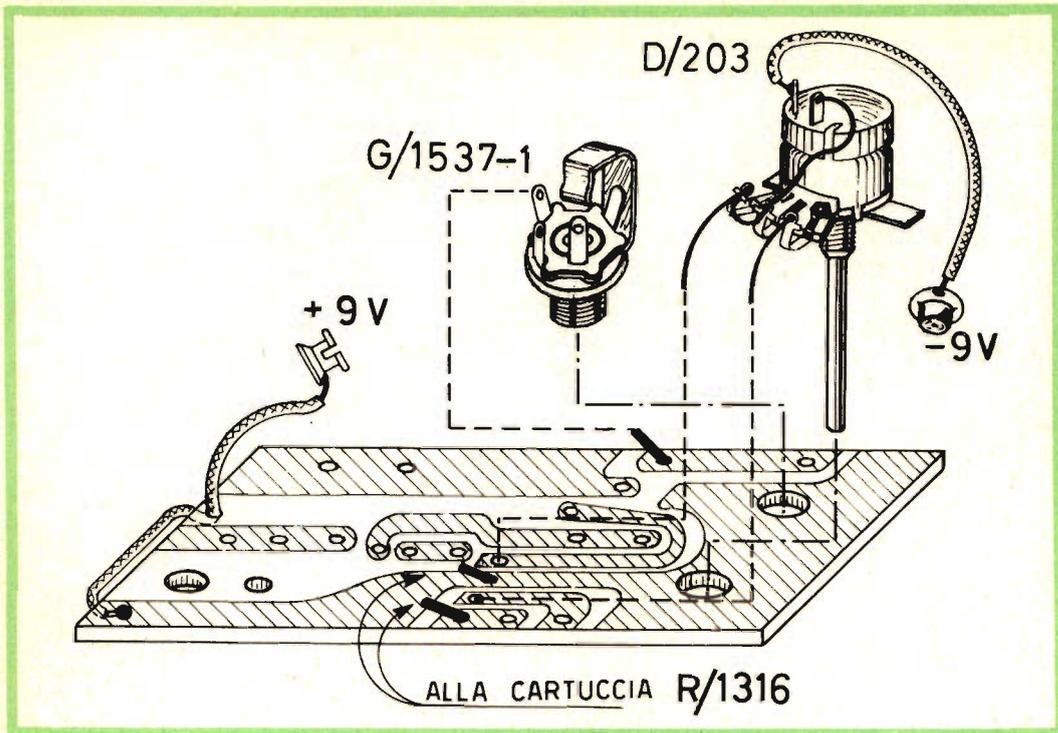



Fig. 8 - Il fissaggio delle parti sulla piastrina dal lato connessioni.

Dal lato rame invece, andranno fissati i potenziometri da 10 kΩ, la presa a Jack per l'auricolare magnetico, e la testina fonografica: tutti i collegamenti relativi sono illustrati dalla fig. 8.

A questo punto il montaggio può dirsi concluso: non rimane che collegare la pila da 9 V e, se lo si ritiene opportuno, chiudere il tutto in una scatoletta di plastica.

Per impiegare lo stetoscopio elettronico occorre innestare l'auricolare nella presa corrispondente, girare il potenziometro da 10 kΩ sino allo scatto dell'interruttore,

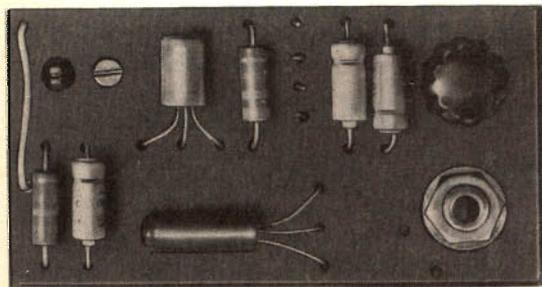



Fig. 9 - Lo stetoscopio con le parti montate, visto dal lato opposto alle connessioni.

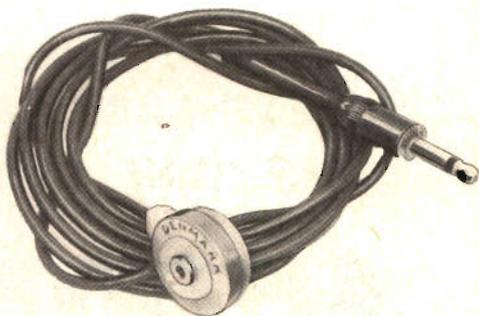



Fig. 10 - Auricolare completo di spina e cordone.

e tenere premuta la sonda contro l'oggetto che deve essere esaminato.

Si regolerà con gradualità il comando di volume sino ad ottenere una chiara riproduzione del battito nell'auricolare, e senza sovraccaricare l'amplificatore, il che provocherebbe notevoli disturbi nel segnale riprodotto.

Le applicazioni, come già accennato all'inizio della descrizione, sono molteplici: il campo maggiormente interessato è quello della meccanica, cioè la rilevazione di un qualsiasi tipo di vibrazione altrimenti difficilmente localizzabile.

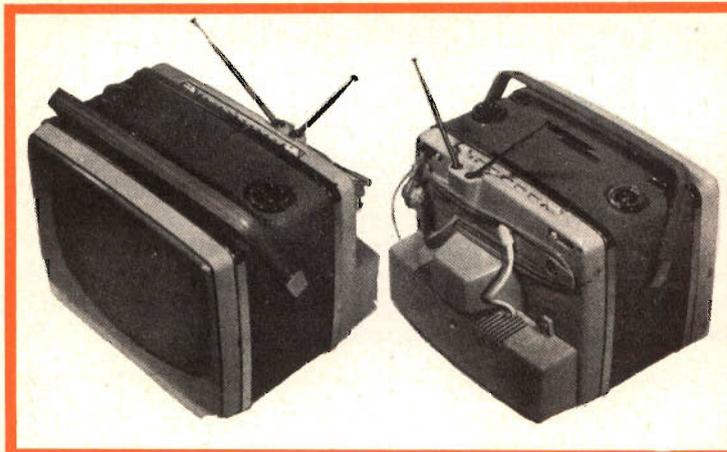
Ad esempio determinare quale delle bronzine di un motore abbia gioco con il corrispondente perno, oppure battiti nelle punterie di un motore a scoppio, e un'infinità di altri problemi.

Una volta costruito l'apparecchio, sarà lo stesso dilettante che ne troverà l'applicazione più opportuna, e che si convincerà di aver realizzato uno strumentino veramente interessante.

ELENCO MATERIALI

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.	Prezzo listino
Q1	Transistore	OC71	920
Q2	Transistore	OC139	1.400
R1	Potenziometro 10 KΩ con interruttore	D/203	520
R2	Resistenza 330 Ω ½ W 10 %	D/32	18
R3	Resistenza 2700 Ω ½ W 10 %	D/32	18
C1	Condensatore elettrico 16 μF 10 V	B/296	138
C2	Condensatore elettrico 16 μF 10 V	B/296	138
C3	Condensatore elettrico 16 μF 10 V	B/296	138
BI	Batteria 9 V	I/772	300
Car.	Cartuccia fonografica	R/1316	3.000
JI	Jack da pannello	G/1537-1	390
	Cordone per auricolare	P/277	500
	Auricolare magnetico	Q/409	1.650
	Adattore per auricolare	P/282	40
	Manopola	F/390	126
	Clips maschio per batteria	G/275	20
	Clips femmina per batteria	G/279	16
	Circuito stampato (vedi testo)		

VOLETE ASSICURARVI I 12 NUMERI DI "SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV"?

ABBONATEVI!

A TRANSISTORI

Nei numeri 9 e 10 (1963) di questa rivista abbiamo passato in rassegna tutta una serie di problemi che riguardavano l'impiego di transistori in TV; abbiamo inoltre esaminato i nuovi criteri che il tecnico progettista deve tener presente quando vuole sostituire nelle singole sezioni di un ricevitore TV le valvole con i transistori. Concludemmo affermando che, attualmente, tutti i problemi sono stati risolti e che nei laboratori dei maggiori costruttori radio e TV il televisore a transistori è già funzionante ed è in « aspettativa ». Si attende solo il momento, non lontano, in cui il prezzo di alcuni transistori, quelli impiegati nello stadio finale di riga in particolare, si porti a un livello competitivo con quello delle valvole attualmente usate in questi stadi.
Da questo numero iniziamo la descrizione dello schema elettrico di alcuni televisori completamente transistorizzati; sono televisori che il lettore avrà già avuto modo di vedere nelle varie mostre nazionali e internazionali di radio e televisione.

Iniziamo con la descrizione del circuito di un televisore con lo schermo di 36 cm; a questo televisore abbiamo già accennato nelle precedenti puntate: si tratta dell'IMPERIAL ANSTRONAUT. Questo televisore è stato provato nelle più svariate condizioni di funzionamento per ciò che riguarda sia la sensibilità che il rapporto segnale / disturbo. È stata riscontrata una buona stabilità nella frequenza dell'oscillatore locale sia in VHF che in UHF; non è stato quindi munito del controllo automatico di frequenza (CAF) dell'oscillatore sia UHF che VHF. Il monoscopio è buono ed è visibile una definizione pari ad una larghezza di banda di 4 MHz. Nello stadio finale di riga è stato usato il circuito ormai noto per il controllo automatico dell'ampiezza. Il cinescopio, come abbiamo detto, ha una diagonale di 36 cm (17 pollici) ed è prodotto dalla Westinghouse; funziona con una EAT di 9,5 kV. Nonostante questo basso valore di tensione, la luminosità è buona. Il televisore può funzionare sia con collegamento alla rete che con accumulatori disposti dentro il televisore stesso.

I selettori di canali

Nella figura 1 sono riportati gli schemi elettrici rispettivamente del selettore UHF (in alto) e del selettore VHF (in basso). Per passare da un selettore all'altro si effettua solo la commutazione della tensione di alimentazione (+9 V) uguale per entrambi i selettori, e ovviamente la commutazione dell'ingresso dell'amplificatore a frequenza intermedia. Il selettore UHF è equipaggiato con due transistori AF 139; possiede due circuiti risonanti in mezza lunghezza d'onda accordabili tramite condensatori variabili. Lo stadio preamplificatore lavora in un circuito con griglia a massa (base comune) con il circuito d'ingresso accordato al centro della banda UHF. L'uscita dello stadio preamplificatore è accoppiato allo stadio mescolatore autooscillante mediante un filtro di banda con accoppiamento capacitivo. Nello stadio oscillatore e mescolatore il condensatore da 1 pF, collegato tra emettitore e collet-

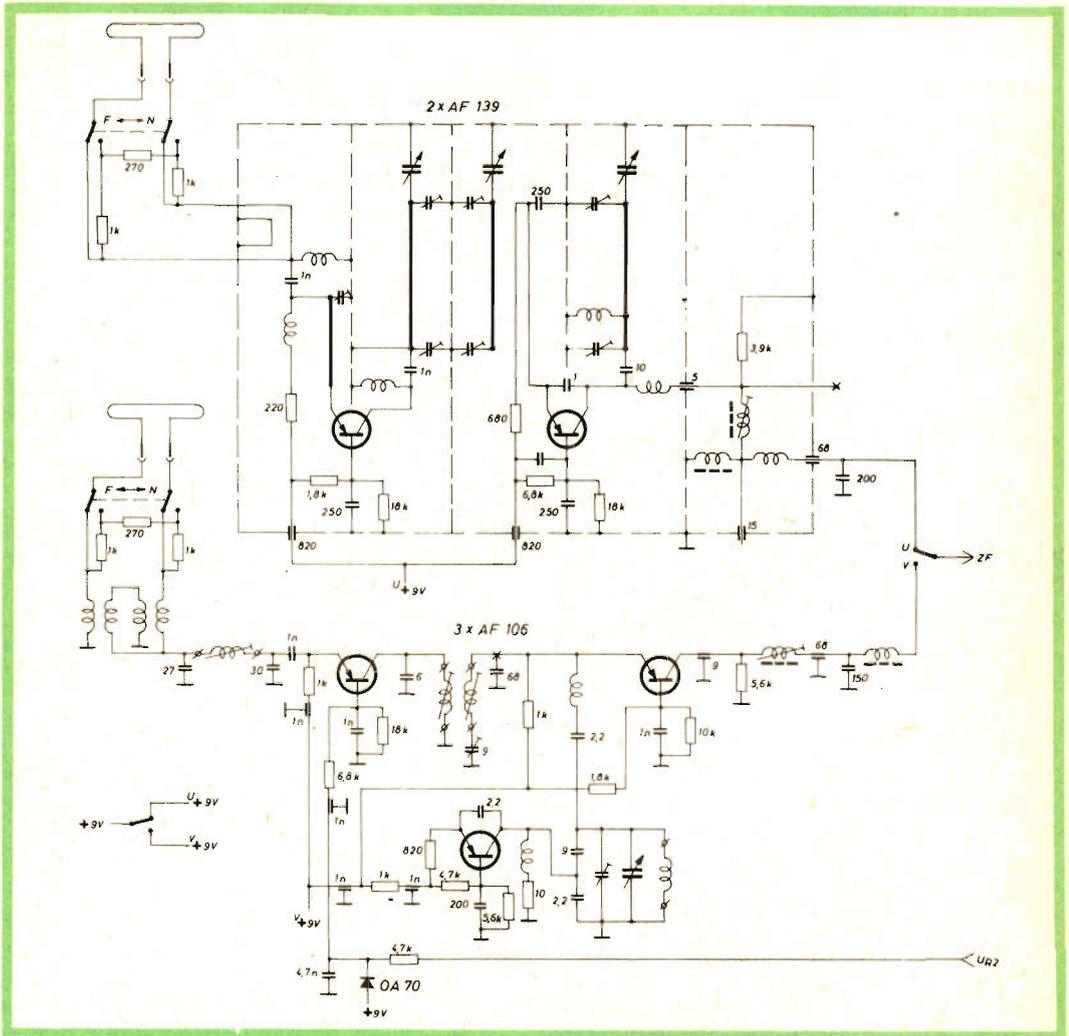



Fig. 1 - In alto, il selettore UHF, in basso il selettore VHF; vengono esclusi a vicenda semplicemente commutando la tensione di alimentazione di +9 V e l'ingresso FI.

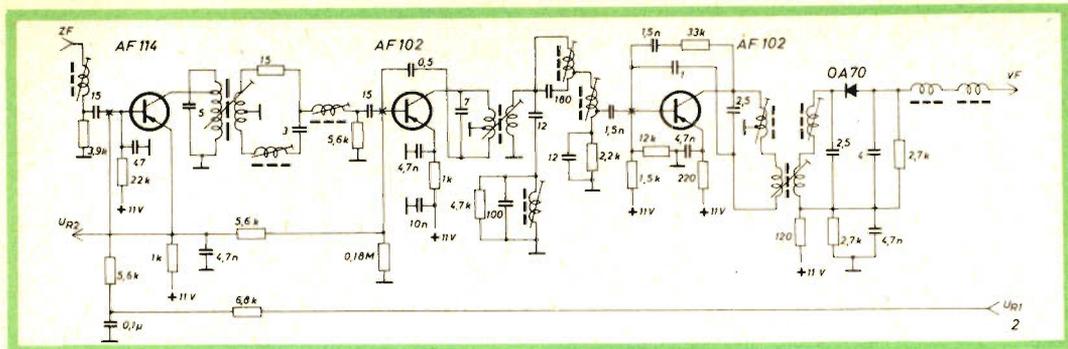



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore a frequenza intermedia; al primo stadio perviene la tensione C.A.G. (UR_1); dall'emettitore del primo transistore viene prelevata una tensione C.A.G. (UR_2) destinata al controllo del selettore VHF e del secondo transistore FI.

tore, serve esclusivamente a produrre la reazione necessaria al mantenimento delle oscillazioni; anche questo stadio lavora in un circuito con base comune. Tra il collettore di questo transistore e l'ingresso dell'amplificatore a frequenza intermedia si trova un filtro passa-basso che serve a bloccare la frequenza dell'oscillatore.

In questo selettore non è previsto nessun controllo esterno di sensibilità; è stato trovato sperimentalmente che dall'inizio alla fine della banda UHF, (esattamente da 470 a 870 MHz), la cifra di rumore ha un valore rispettivamente di 5 e 15 kT_0. All'ingresso dei due selettori è prevista la commutazione per la ricezione delle emittenti vicine (N) e lontane (F); nella posizione (N) si ha una attenuazione del segnale proveniente dall'antenna nella misura di 20 dB; al commutatore segue, nel selettore VHF, il trasformatore di simmetrizzazione che adatta l'impedenza simmetrica di 300 Ω del cavo di discesa di antenna con l'ingresso simmetrico del primo transistore amplificatore RF, AF 106.

Il selettore VHF impiega tre transistori uguali, tipo AF 106, il primo come preamplificatore RF, il secondo, come oscillatore, e il terzo come mescolatore. Il circuito d'ingresso in questo selettore è a π, con induttanza variabile ad ogni commutazione di canale. Tra il primo stadio amplificatore RF e il secondo stadio mescolatore si trova il filtro di banda accoppiato induttivamente; le induttanze variano per ogni canale. Il circuito dell'oscillatore è convenzionale; la tensione oscillante viene portata allo stadio convertitore mediante un condensatore da 2,2 pF collegato all'emettitore del secondo transistore AF 106. La tensione di alimentazione, come abbiamo visto, identica per i due selettori (+9 V), è ulteriormente stabilizzata da un diodo Zener SZ 9; ciò consente di mantenere la tensione dell'oscillatore locale sufficientemente indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione.

Amplificatore a frequenza intermedia video

L'amplificatore a frequenza intermedia è equipaggiato con tre transistori, ed esattamente, un AF 114, un AF 102, e ancora un altro AF 102 nello stadio finale. I primi due stadi dell'amplificatore a frequenza intermedia sono « regolati » in amplificazione mediante una tensione C.A.G. fornita da un apposito stadio che descriveremo in seguito; in particolare, il transistore AF 114 riceve la tensione del C.A.G. direttamente mentre lo stadio successivo, equipaggiato con un transistore AF 102, e lo stadio preamplificatore RF del selettore VHF, ricevono la tensione C.A.G. (UR_2) che viene a formarsi ai

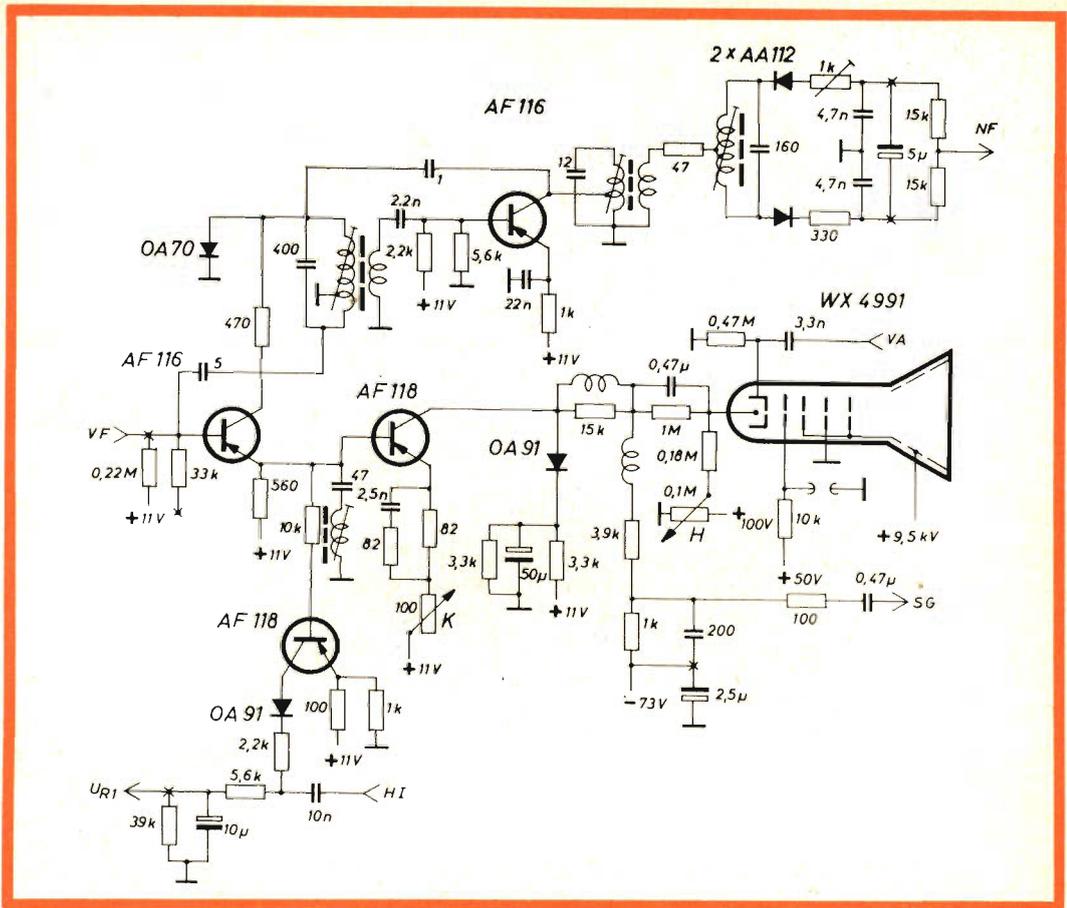



Fig. 3 - L'amplificatore video è a due stadi; tra il primo e il secondo stadio viene prelevato un segnale che serve per la produzione della tensione C.A.G. Dal collettore del primo stadio viene prelevata la frequenza intermedia audio (5,5 MHz), mentre dal collettore dello stadio finale video viene prelevato il segnale video destinato alla sincronizzazione dell'oscillatore di riga e di quadro.

capi di una resistenza da 1 kΩ inserita nel circuito dell'emettitore del transistore AF 114. I tre filtri di banda (trasformatori di frequenza intermedia) sono smorzati in modo asimmetrico e accoppiati induttivamente. Il primo trasformatore a frequenza intermedia contiene il circuito trappola per la portante suono del canale vicino; la trappola è inserita in un circuito a ponte. Sul secondo trasformatore di frequenza intermedia si trova la trappola per la soppressione della portante video del canale adiacente; questa trappola è accoppiata induttivamente al trasformatore. Queste due trappole producono una attenuazione delle due portanti audio e video dei canali adiacenti nella misura di 50 dB. La larghezza di banda dell'ultimo trasformatore di frequenza intermedia è regolabile mediante una bobina aggiuntiva ad esso accoppiata. Tutti e tre i transistori dell'amplificatore a frequenza intermedia lavorano in un circuito con emettitore comune; i due ultimi transistori (AF 102) sono muniti di appropriato circuito di neutralizzazione. Nel circuito di figura 2 è indicato anche lo stadio rivelatore.

TWIN PANELS RAYTHEON-ELSI

Migliaia di cinescopi prodotti ogni giorno dalla RAYTHEON-ELSI contribuiscono alla affermazione della "linea italiana" nei televisori

Il vero bonded é TUTTO VETRO
Non accontentatevi delle imitazioni

MONTAGGIO rapido e sicuro. Le orecchiette sono strutturate per sopportare il peso del cinescopio.

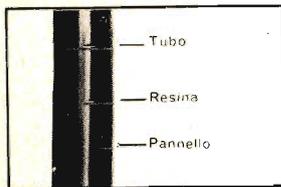
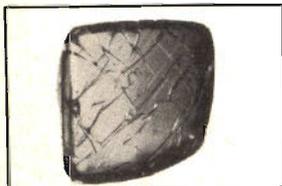



IMMAGINE DIRETTA perché l'incollaggio del pannello al tubo è eseguito con la stessa tecnica usata per le lenti ottiche.

SICUREZZA per l'incolumità delle persone. Il Twin Panel è garantito contro l'implosione e ottempera alle norme CNR/CEI/AEI per la sicurezza dei ricevitori per televisione.

RAYTHEON-ELSI S.P.A.

PALERMO

FILIALE ITALIA: PIAZZA CAVOUR, 1 - MILANO - TELEX 31353 - TEL. 654661
INDIRIZZO TELEGRAFICO: RAYTHEONELSI MILANO

Amplificatore video e FI audio

In figura 3 è riportato lo schema elettrico riguardante l'amplificatore video a due stadi, e lo stadio generatore della tensione C.A.G., nonchè l'amplificatore della frequenza intermedia audio seguito dal rivelatore a rapporto. Il segnale d'uscita del rivelatore video viene accoppiato direttamente alla base del primo transistore dell'amplificatore video (AF 116).

Questo transistore, agli effetti del segnale video, è montato in un circuito con collettore comune; ciò consente, come è noto, di stabilire il migliore adattamento di impedenza tra il rivelatore video e l'ingresso a bassa resistenza del transistore finale dell'amplificatore video, un AF 118, che fornisce una tensione video di circa 73 V. Anche l'accoppiamento tra l'emettitore dell'AF 116 e la base dell'AF 118 è diretto. Nel circuito di base del transistore AF 118 si trova la trappola per la frequenza intermedia audio (5,5 MHz).

Nel circuito di emettitore del transistore finale dell'amplificatore video si trova una rete RC che produce una controreazione dipendente dalla frequenza; sempre nel circuito dell'emettitore, è inserito un potenziometro da 100 Ω per la regolazione del contrasto. Il precedente circuito di controreazione in serie al potenziometro per la regolazione del contrasto producono un'azione di esaltazione del segnale video molto efficace specialmente quando nella stanza dove si trova il televisore vi è molta luce.

L'amplificazione prodotta dall'amplificatore video ammonta a circa 40; ciò compensa la minore amplificazione (rispetto ad un analogo circuito equipaggiato con valvole) ottenuta nell'amplificatore video a frequenza intermedia. L'accoppiamento tra il collettore dell'ultimo AF 118 e il catodo del cinescopio è misto, cioè, in parte diretto e in parte capacitivo. La trappola audio (5, 5 MHZ) inserita sul circuito di base del secondo AF 118 dell'amplificatore video fa si che il circuito d' emettitore del transistore AF 116 presenti una bassa impedenza alla frequenza intermedia audio; in queste condizioni, il transistore AF 116 lavora, per la frequenza di 5,5 MHz, in un circuito con emettitore comune. Il transistore AF 116 viene inoltre neutralizzato mediante un condensatore da 5 pF che collega la sua base con il punto freddo del circuito accordato a 5,5 MHz. Il diodo OA 70 collegato sul punto « caldo » del primario del trasformatore impedisce un sovrapilotaggio del successivo transistore AF 116, al quale, del resto, perviene un segnale così elevato da farlo funzionare come vero e proprio stadio limitatore.

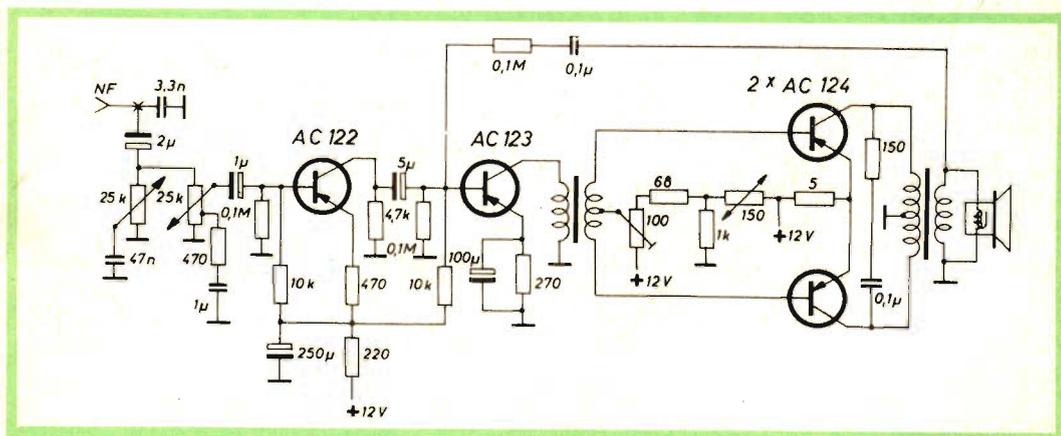



Fig. 4 - Amplificatore di bassa frequenza audio; comprende un regolatore di tono e uno stadio finale in controfase; la potenza di uscita è circa 1,8 W.

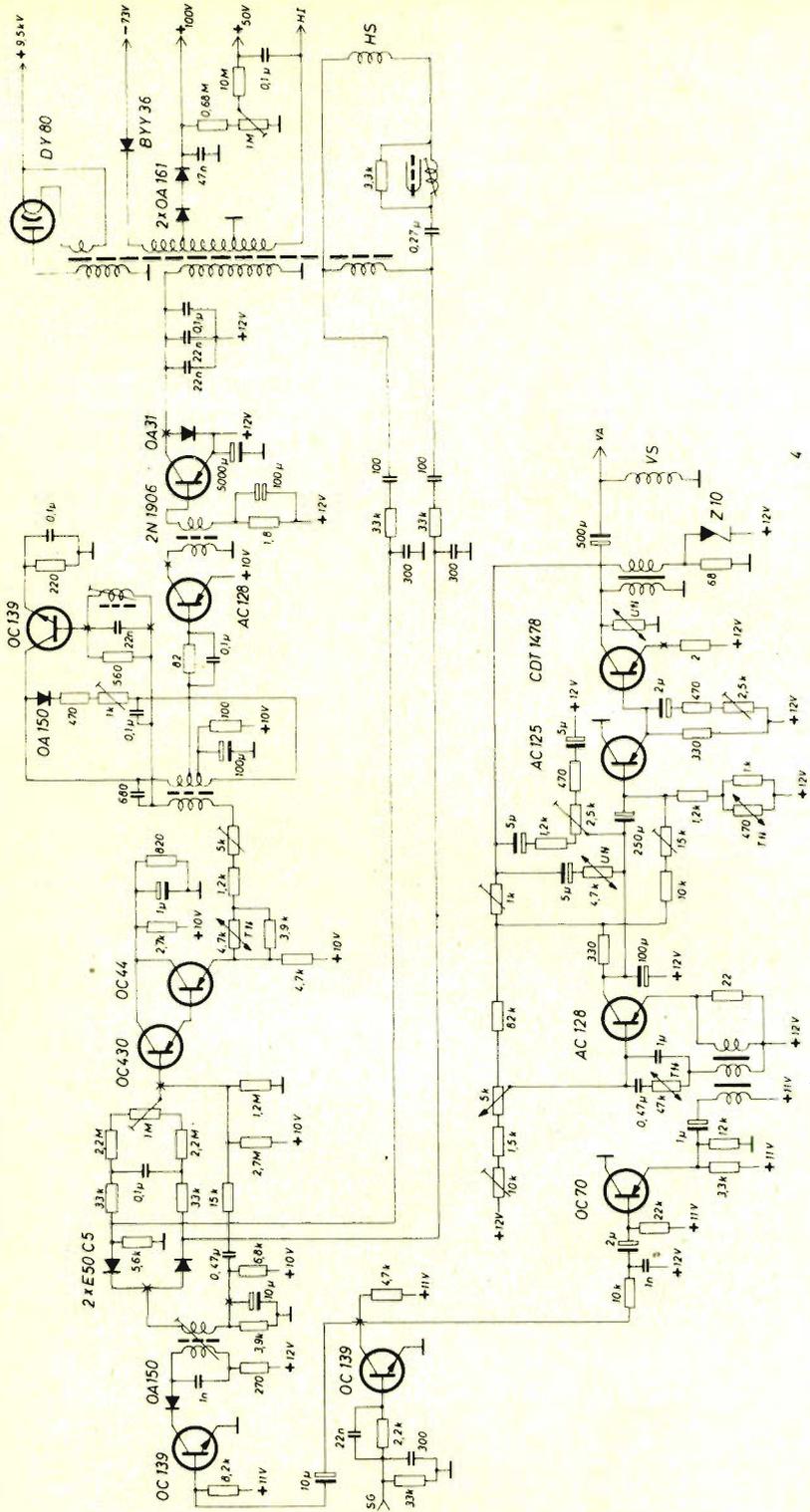
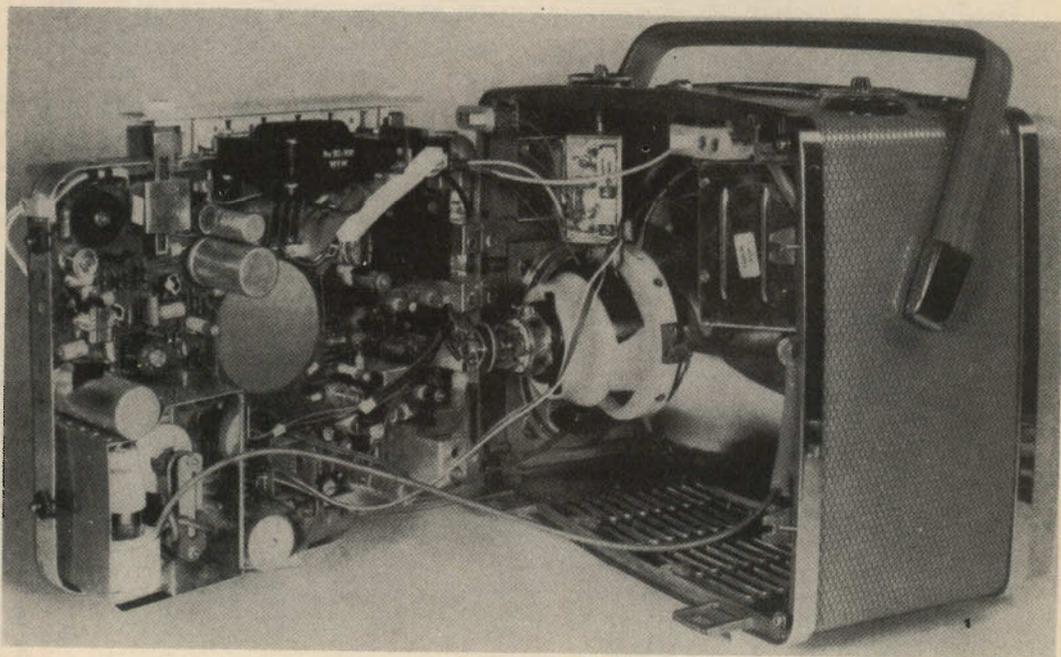



Fig. 5 - In alto, il circuito per la deflessione orizzontale, in basso, il circuito per la deflessione verticale; gli oscillatori sono, per entrambi, del tipo blocking; sia la base dei tempi di riga che quella di quadro contengono opportuni circuiti che stabilizzano la frequenza e l'ampiezza dei rispettivi segnali contro le variazioni della temperatura e della tensione di alimentazione.

Un condensatore del valore di 1 pF collegato tra il collettore dell'AF 116 (amplificatore limitatore audio) e il collettore dell'AF 116 (preamplificatore video) effettua la completa neutralizzazione di questo stadio. All'emettitore del primo stadio preamplificatore video (AF 116) fa capo una resistenza da 10 kΩ, collegata dall'altro capo alla base del transistore AF 118, generatore della tensione del C.A.G. Sull'emettitore di questo transistore si trova una tensione fissa opportunamente regolata; al collettore vengono applicati gli impulsi di ritorno di riga provenienti dallo stadio finale orizzontale. Il diodo OA 91 impedisce che al collettore possano confluire altre correnti. Dal collettore del transistore finale dell'amplificatore video viene prelevato, tra le resistenze da 3,9 kΩ e 1 kΩ, un opportuno valore di segnale video che viene poi applicato allo stadio separatore di sincronismo.

Stadio separatore di sincronismo e stadio finale di riga.

Lo schema elettrico di figura 5 contiene lo stadio separatore di sincronismo e gli stadi finali di riga e di quadro con i rispettivi circuiti annessi.

Le reti RC che si trovano nel circuito di base del primo transistore n-p-n OC 139 (a sinistra, nello schema) hanno il compito di bloccare tutte le frequenze superiori a 2 MHz. Sul collettore del transistore OC 139 è presente un impulso di sincronismo negativo che viene accoppiato mediante un condensatore da 10 μF al primo transistore (un altro OC 139) della sezione per la deflessione orizzontale. All'uscita di questo stadio si trova il circuito per il controllo automatico di frequenza (C.A.F.) dell'oscillatore di riga; il campo di tenuta di sincronismo ottenuto è ± 600 Hz, rispetto alla frequenza di riga (15.625). All'uscita del circuito discrimina-

Le varie sezioni sono realizzate su circuiti stampati fissati su un apposito chassis apribile lateralmente. Dentro al mobile si trovano il cinescopio, i selettori UHF e VHF e l'altoparlante. Dentro la gabbia si trovano il trasformatore di riga, il diodo per l'alta tensione (EAT) e il transistore finale di riga.

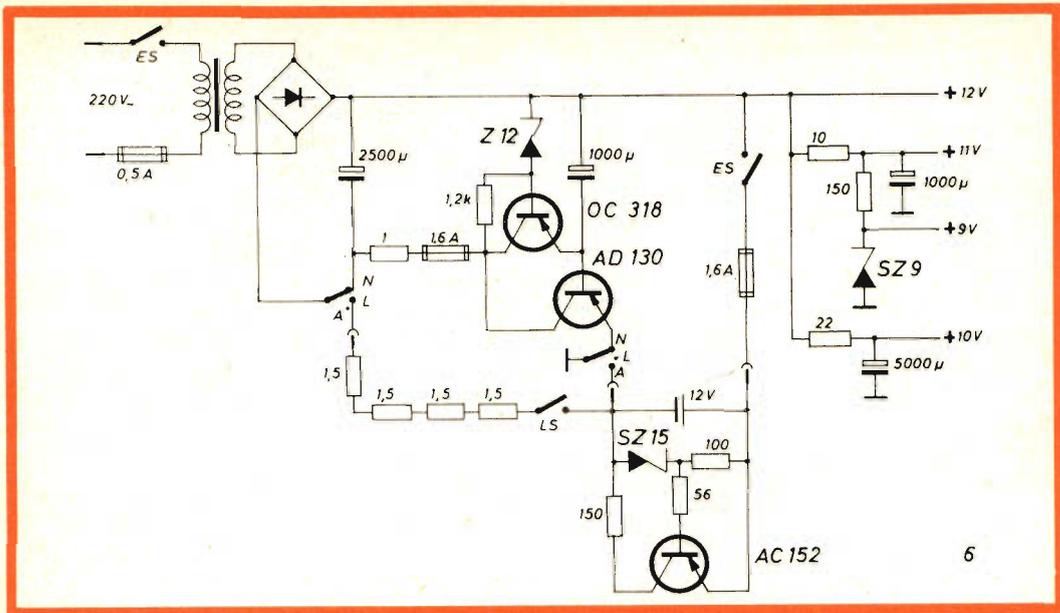



Fig. 6 - La tensione di rete raddrizzata viene opportunamente stabilizzata con un circuito convenzionale, mediante un interruttore si può scegliere tra: a) l'alimentazione con la tensione di rete (N), b) la carica dell'accumulatore (L), c) l'alimentazione mediante la tensione prelevata dall'accumulatore (A).

tore si trovano due transistori, rispettivamente un OC 430 e un OC 44, collegati in cascata; questi consentono il migliore adattamento di impedenza tra l'uscita ad alta impedenza del discriminatore e l'ingresso a bassa impedenza dell'oscillatore blocking.

Di questi due transistori il tipo OC 430 è al silicio e possiede quindi una corrente inversa di saturazione ($-I_{CBO}$) molto bassa.

Il blocking di riga, equipaggiato con un transistore OC 139, ha nella base un circuito LC accordato alla frequenza di 15.625 Hz che viene ulteriormente stabilizzata contro eventuali oscillazioni di temperatura mediante la resistenza da 4,7 kΩ (regolabile) nell'emettitore del transistore OC 44. Il diodo sul collettore del transistore OC 139 fa si che in questo punto non vengano a trovarsi elevati picchi di tensione. Il potenziometro da 1 kΩ inserito in serie al diodo permette di regolare la larghezza dell'impulso di riga al valore di 16 μsec.

Tra il circuito blocking e lo stadio finale si trova il transistore AC 128 che funziona da pilota. Nello stadio finale è impiegato il transistore 2N1906 prodotto dalla RCA. Lo stadio finale produce a) il segnale da applicare alle bobine di deflessione di riga (HS); b) una tensione di −73 V destinata all'alimentazione dello stadio finale dell'amplificatore video; c) due tensioni positive, rispettivamente di 100 e 50 V, per la regolazione della luminosità sul catodo del cinescopio e per la griglia 2 del cinescopio stesso; d) l'EAT.

Dal collettore del transistore OC 139, a sinistra nella figura, viene prelevato sia l'impulso di sincronismo per la sincronizzazione dell'oscillatore di riga che l'impulso di quadro. Quest'ultimo attraverso una rete di integrazione è accoppiato al trasformatore dell'oscillatore verticale (oscillatore blocking) mediante un avvolgimento. Anche l'oscillatore blocking di quadro viene regolato contro le variazioni della temperatura mediante una resistenza di

47 kΩ. Il diodo Zener Z 10 stabilizza l'ampiezza e la frequenza dell'impulso di deflessione verticale contro eventuali variazioni della tensione di alimentazione; esso è collegato attraverso una tensione positiva (+12) che linearizza il dente di sega di corrente tra lo stadio finale (CDT 1478) e l'oscillatore blocking (AC 128); anche qui è inserito un transistore pilota (AC 125).

La resistenza VDR sul collettore del transistore CDT 1478 elimina i picchi di tensione durante il tempo di ritorno di quadro. Le bobine di quadro (VS) sono accoppiate al collettore del transistore finale di quadro mediante un condensatore da 500 μF; ciò per impedire la circolazione della corrente continua nella medesima; in questo punto viene prelevato il segnale di ritorno di quadro che serve allo spegnimento della traccia di ritorno.

Amplificatore finale audio e alimentatore

In figura 4 è riportata la sezione di bassa frequenza dell'amplificatore audio che è del tutto convenzionale e molto nota ai nostri lettori.

Nella figura 6 si trova il circuito per l'alimentazione del televisore. Esso comprende: a) un trasformatore di rete sul cui secondario sono collegati quattro raddrizzatori in un circuito a ponte; la tensione di uscita è di circa 17,5 V; b) un circuito per la stabilizzazione della tensione funzionante con due transistori (OC 318 e AD 130) e un diodo Zener Z 12; c) un dispositivo di carica per l'accumulatore con annesso interruttore automatico di fine carica (diodo Zener e transistore AC 152).

(Da « **Radio Mentor** » N. 1-1963) **L. C.**

IN MEMORIA DI
MARIA LUISA RIZZO

Maria Luisa ci ha lasciati per il viaggio senza ritorno. La luce dei suoi teneri e ridenti diciotto anni si è spenta raggelando i nostri cuori attoniti.
Maria Luisa, le tue colleghe che ti amavano per la bontà e la gaiezza che sapevi effondere, i tuoi superiori che ti stimavano per l'onesta laboriosità di cui eri esempio, volgono un mesto ed accorato pensiero alla tua dolce memoria. Dormi, Maria Luisa, nella nuda terra sulla quale noi continuiamo il fatale pellegrinaggio, mentre il tuo spirito purissimo esulta nel coro degli angeli, ai quali tu appartieni.

20-12-1945 16-7-1964

TELEVISORE ECONOMICO A DIECI VALVOLE

II Parte

Separazione degli impulsi di sincronismo

Poichè è disponibile per il separatore dei sincronismi un segnale video di notevole ampiezza, in quanto il comando del contrasto è situato sull'anodo dell'amplificatore video, può essere usata per questa funzione la sezione triodo della PCF 200, ottenendo una soluzione semplice ed economica.

Il segnale video, ottenuto dal circuito anodico dell'amplificatore video, è inviato attraverso un circuito convenzionale alla griglia del triodo. È indispensabile una combinazione di due filtri con una costante di tempo lunga ed una breve, in quanto non viene usato un circuito per la soppressione dei disturbi causati da impulsi, in modo da prevenire lo scorrere di una forte corrente di griglia durante gli impulsi di disturbo, impiegando un filtro a costante di tempo breve. Attraverso la capacità anodo-griglia del triodo il segnale video è accoppiato all'anodo, ed all'uscita del separatore può apparire un segnale video differenziato di ampiezza ridotta.

Questo effetto indesiderato può essere minimizzato aggiungendo un condensatore di neutralizzazione, collegato tra l'anodo di questo triodo ed il catodo dell'amplificatore video, in modo da portare sull'anodo un segnale video di polarità opposta.

La capacità del condensatore di neutralizzazione deve essere uguale al rapporto tra la tensione video sulla griglia del separatore e la tensione video sul catodo dell'amplificatore video moltiplicato per il valore C_{ag} del separatore dei sincronismi. In questo caso risulta $C_n = 4{,}7$ pF.

Questo separatore fornisce un impulso di sincronismo di uscita di 140 V_{pp} per un segnale video d'ingresso di 26 V_{pp}.

Oscillatore bloccato orizzontale e comparatore di fase

La sezione triodo della PCF 201 è usata come oscillatore bloccato di riga. Una bo-

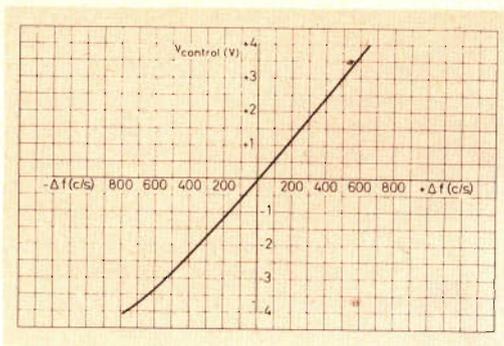



Fig. 5 - Curva di controllo dell'oscillatore bloccato.

bina con in parallelo un condensatore a mica (per la stabilità termica) da 3900 pF è inserita nel circuito di griglia per migliorare la stabilità di frequenza. La V.D.R. R_{98} stabilizza il circuito contro le variazioni di rete: la deviazione di frequenza è di 40 cicli al secondo per una variazione della tensione di rete del 10%.

L'oscillatore bloccato pilota uno stadio finale di riga stabilizzato, che può cominciare ad assorbire corrente di griglia per alte intensità della corrente del fascio elettronico. Questo carico aggiuntivo può causare una deriva nella frequenza dell'oscillatore; però tale indesiderato effetto viene ridotto aggiungendo D_{11}, che provvede a fornire un carico costante. L'oscillatore è controllato da un comparatore di fase, al quale vengono applicati gli impulsi di sincronismo differenziati.

Il comparatore di fase può essere regolato per mezzo del potenziometro R_{88}, che varia l'ampiezza di uno degli impulsi di ritorno di riga. La curva di controllo dell'oscillatore bloccato è data in fig. 5. La frequenza di riga può essere regolata con R_{96}.

Selettore di canali VHF e schema elettrico del circuito del C.A.G.

R_{24} = 47 kΩ, 1/8 W
R_{25} = 10 MΩ, ¼ W
R_{26} = 2,2 MΩ, ¼ W
R_{27} = 100 kΩ, preset
R_{28} = 330 kΩ, ¼ W
R_{29} = 1,2 kΩ, 1/8 W

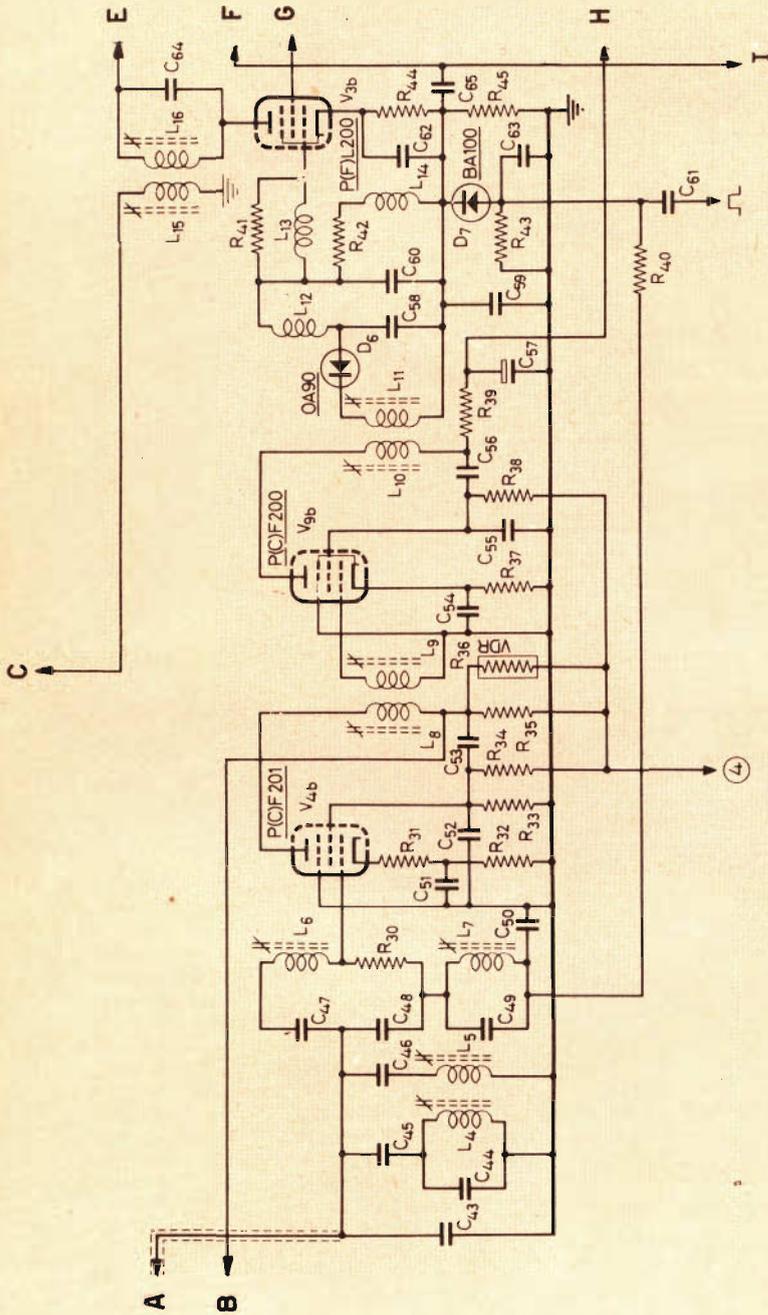
C_{37} = 560 pF ± 10%	ceramico
C_{38} = 560 pF ± 10%	ceramico
C_{39} = 470 nF/125 V	poliestere
C_{40} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{41} = 22 pF ± 10%	ceramico
C_{42} = 4,7 nF; —20%/+50%	ceramico

Stadio d'uscita di riga

Lo stadio d'uscita orizzontale è equipaggiato con la valvola finale PL 500, il diodo booster PY88 e la rettificatrice E.A.T. DY87. Il trasformatore d'uscita **AT 2023-01** è usato con il giogo di deflessione **AT 1011.** In serie al giogo di deflessione è inserita la bobina di regolazione della linearità AT 4008. Lo stadio di uscita è stabilizzato contro le variazioni della tensione di alimentazione e del carico in modo convenzionale.

Nella tabella 1 sono riportate misure di controllo per lo stadio d'uscita orizzontale con tensione di alimentazione nominale a due valori della corrente di fascio di 0 e 400 μA, ed a tensione di alimentazione maggiore e minore del 10% rispetto al valore nominale con correnti di fascio rispettivamente di 400 μA e di 200 μA.

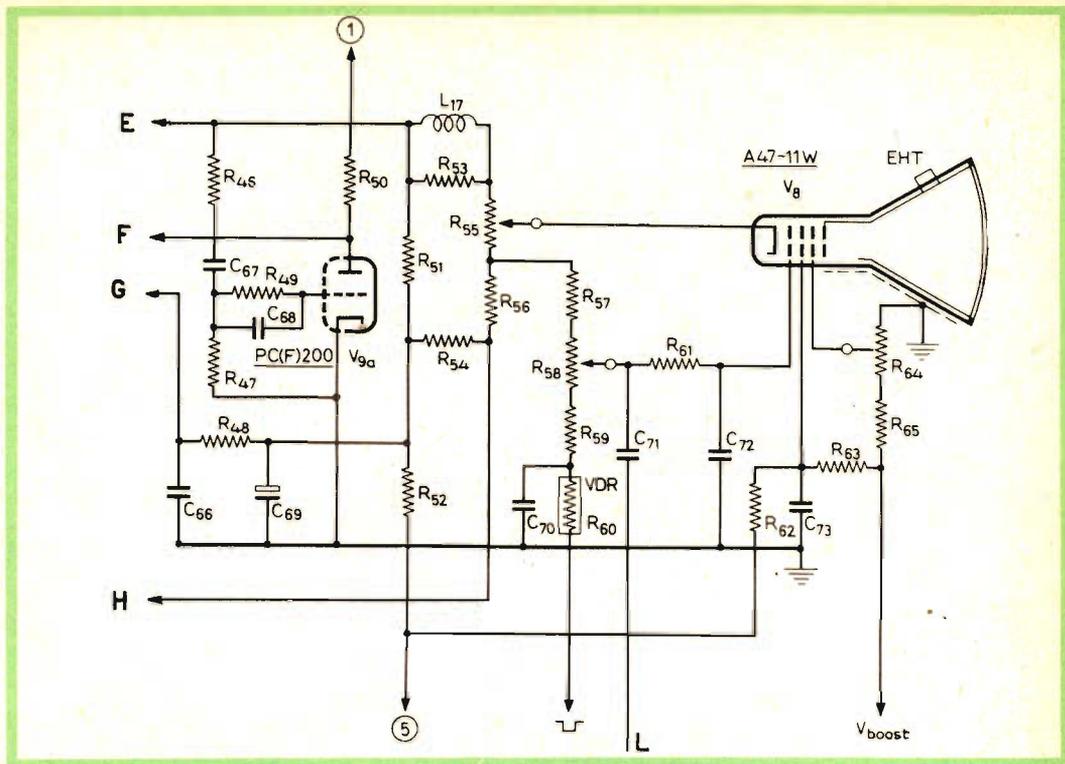
Circuito di deflessione verticale

Per la deflessione verticale viene usata una PCL 85 in un circuito a multivibratore. Il progetto del circuito è basato sull'impiego del trasformatore d'uscita AT 3507 e del giogo di deflessione AT 1011. Nello

Schema elettrico delle sezioni m.f., rivelatore e finale video.

R_{30} = 5,6 kΩ, ¼ W
R_{31} = 27 Ω, ¼ W
R_{32} = 68 Ω, ¼ W
R_{33} = 18 kΩ, ½ W
R_{34} = 10 kΩ, ½ W
R_{35} = 22 kΩ, ½ W
R_{36} = VDR,
R_{37} = 120 Ω, ¼ W

R_{38} = 18 kΩ, ½ W
R_{39} = 1 kΩ, ½ W
R_{40} = 470 kΩ, ¼ W
R_{41} = 3,3 kΩ, ¼ W
R_{42} = 2,7 kΩ, ¼ W
R_{43} = 1 MΩ, ¼ W
R_{44} = 8,2 Ω, ½ W
R_{45} = 680 Ω, 1 W

L_4, Q_0 = 95; C = 47 pF
L_5, Q_0 = 90; C = 68 pF
L_6, Q_L = 38; C = 9,4 pF
L_7, Q_0 = 93; C = 33 pF
f = 37 MHz
L_8, Q_L = 38; C = 6,6 pF
L_9, Q_L = 16,1; C = 11,8 pF
L_{10}, Q_L = 37; C = 6,7 pF

L_{11}, Q_L = 4,2; C = 6,6 pF
L_{12} = 5 μH
L_{13} = nucleo aria 40 μH
L_{14} = nucleo aria 330 μH
L_{15}, Q_L = 15; C = 20 pF
L_{16}, Q_L = 9,5; C = 85 pF
KQ = 1, f = 5,5 MHz

Schema elettrico delle sezioni: separatore di sincronismi e alimentatore del cinescopio.

R_{46} = 15 kΩ, ¼ W		
R_{47} = 2,2 MΩ, ¼ W		
R_{48} = 1 Ω, ½ W		
R_{49} = 470 kΩ, ¼ W		
R_{50} = 47 kΩ, ¼ W		
R_{51} = 2,7 kΩ, 5,5 W		
R_{52} = 330 Ω, 1 W		
R_{53} = 5,6 kΩ, ¼ W		
R_{54} = 3,3 kΩ, ½ W		
R_{55} = 10 kΩ, lin.		
R_{56} = 2,2 kΩ, ½ W		
R_{57} = 100 kΩ, ½ W		
R_{58} = 200 kΩ, lin.		
R_{59} = 330 kΩ, ½ W		
R_{60} = VDR		
R_{61} = 220 kΩ, ¼ W		
R_{62} = 3,3 MΩ, 1 W		
R_{63} = 3,3 MΩ, 1 W		
R_{64} = 1 MΩ, preset		
R_{65} = 1,2 MΩ, ½ W		
C_{43} = 120 pF ± 10%	ceramico	
C_{44} = 47 pF ± 5%	ceramico	
C_{45} = 18 pF ± 5%	ceramico	
C_{46} = 68 pF ± 5%	ceramico	
C_{47} = 100 pF ± 10%	ceramico	

C_{48} = 18 pF ± 5%	ceramico
C_{49} = 33 pF ± 5%	ceramico
C_{50} = 100 nF/125 V	poliestere
C_{51} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{52} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{53} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{54} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{55} = 1 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{56} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{57} = 8 μF/350 V	elettrolitico
C_{58} = 10 pF; ± 5%	ceramico
C_{59} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{60} = 4,7 pF ± 5%	ceramico
C_{61} = 120 pF ± 10%	ceramico
C_{62} = 2,2 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{63} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{64} = 82 pF ± 5%	ceramico
C_{65} = 4,7 pF ± 5%	ceramico
C_{66} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{67} = 10 nF/450 V	poliestere
C_{68} = 220 pF ± 10%	ceramico
C_{69} = 8 μF/250 V	elettrolitico
C_{70} = 1,5 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{71} = 22 nF/400 V	poliestere
C_{72} = 470 pF ± 10%	ceramico
C_{73} = 470 nF/400 V	poliestere

CSF
C.S.F. COMPONENTI ITALIA

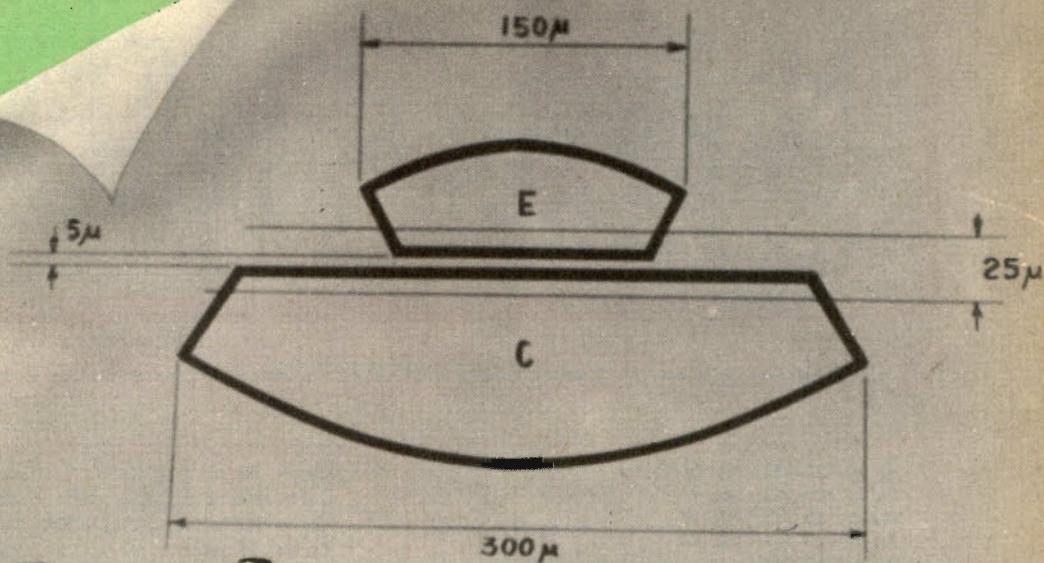
150μ

E

5μ

25μ

C

300μ

GIUNZIONE DRIFT 100 MHz

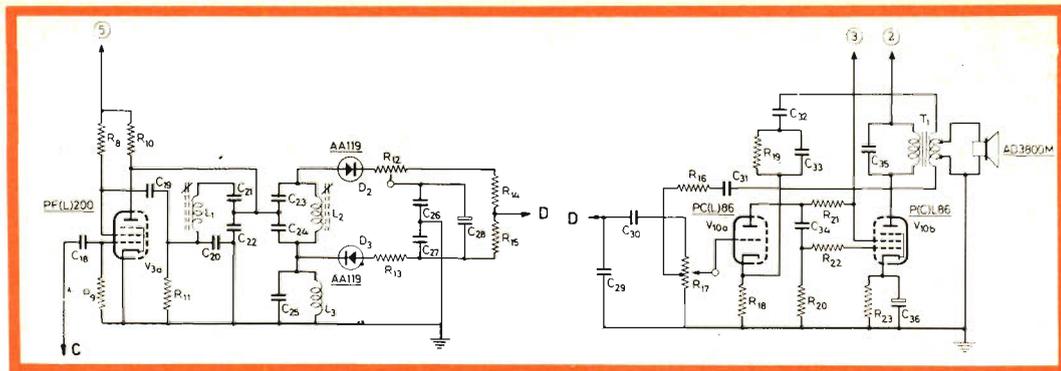
Tra la sua vasta gamma di semiconduttori la MISTRAL suggerisce i suoi Drifts:

per radio AM SFT 317 - SFT 320 oscillatore-mescolatore
SFT 319 F. I.

per radio FM SFT 316 F. I.
SFT 357 oscillatore-mescolatore
SFT 358 amplificatore a R.F.

Manifattura Intereuropea Transistori Latina

Sezione Commerciale

MILANO - Via Carnevali, 113 - Tel. 370.681 - 370.682

Schemi elettrici delle sezioni: preamplificatore audio e discriminatore e preamplificatore e finale BF.

R_8 =	120 kΩ,	½ W
R_9 =	100 kΩ,	¼ W
R_{10} =	33 kΩ,	½ W
R_{11} =	33 Ω,	¼ W
R_{12} =	10 kΩ	
R_{13} =	680 Ω,	¼ W
R_{14} =	12 kΩ,	¼ W
R_{15} =	22 kΩ,	¼ W
R_{16} =	1 MΩ,	¼ W
R_{17} =	0,2 MΩ	
	0,8 MΩ,	log.
R_{18} =	2,7 kΩ,	½ W
R_{19} =	68 kΩ,	¼ W
R_{20} =	1 MΩ,	¼ W
R_{21} =	220 kΩ,	½ W
R_{22} =	1 kΩ,	¼ W
R_{23} =	120 Ω,	1 W

L_1, Q_0 = 85; C = 15 pF
L_2, Q_0 = 80; C = 42 pF
f = 5,5 MHz
L_3 = 4 mH, nucleo ferrite A3 906 42

C_{18} =	56 pF ± 10%	ceramico
C_{19} =	1,5 nF ± 10%	ceramico
C_{20} =	1,2 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{21} =	15 pF ± 1 pF	ceramico
C_{22} =	33 pF ± 1 pF	ceramico
C_{23} =	82 pF ± 5%	ceramico
C_{24} =	82 pF ± 5%	ceramico
C_{25} =	3,9 pF ± 0,5%	ceramico
C_{26} =	220 pF ± 10%	ceramico
C_{27} =	220 pF ± 10%	ceramico
C_{28} =	3,2 μF/6,4 V	elettrolitico
C_{29} =	820 pF ± 10%	ceramico
C_{30} =	10 nF/125 V	poliestere
C_{31} =	150 pF ± 10%	ceramico
C_{32} =	5,6 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{33} =	560 pF ± 10%	ceramico
C_{34} =	10 nF/400 V	poliestere
C_{35} =	1 nF; —20%/+50%	ceramico
C_{36} =	100 μF/40 V	elettrolitico

stadio d'uscita è applicata una reazione negativa di tensione per stabilizzare l'ampiezza e la linearità della deflessione. Questa tensione di reazione è prelevata dall'avvolgimento terziario del trasformatore ed inviata alla griglia del pentodo attraverso una rete RC. L'ampiezza della deflessione verticale può essere regolata con il potenziometro R_{72}.

La linearità può essere controllata per mezzo dei due potenziometri R_{81} ed R_{78}. Con il primo si regola la linearità della parte alta dell'immagine, mentre il secondo varia la linearità totale. L'alimentazione per il triodo è ottenuta dalla tensione booster. Per ridurre l'influenza delle variazioni della tensione booster, l'alimentazione anodica del triodo è stabilizzata per mezzo della V.D.R. R_{73}.

La sincronizzazione del circuito di deflessione verticale è ottenuta per mezzo di impulsi di sincronismo negativi iniettati sul catodo del triodo. Questi impulsi sono ottenuti dopo l'integrazione del segnale di sincronismo. Nel circuito catodico del triodo è inserito un diodo che conduce in senso diretto per la corrente del triodo in modo che, presentando una bassa resistenza diretta, l'impedenza catodica effettiva sia bassa. Per gli impulsi negativi di sincronismo invece l'impedenza del diodo è elevata.

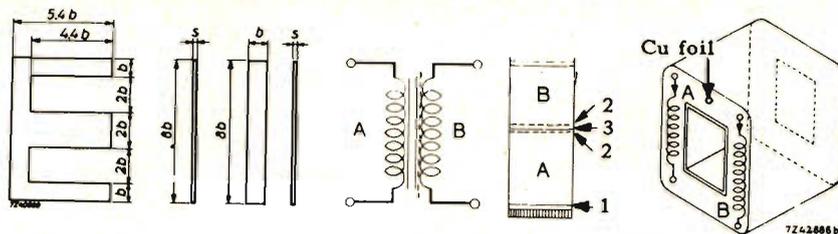



Fig. 6 - Dati costruttivi del trasformatore T_3.

Avvolgimento	Spire	Filo (mm)	Largh. avvolg. (mm)	Spire/strato	Resistenza Ω
A	900	0,2	15	rinfusa	30
B	450	0,2	15	rinfusa	15

Tutti gli avvolgimenti sono eseguiti con filo di rame smaltato.

La laminazione del trasformatore è SiFe 2,6 (0,8-2,3 Si % resto Fe)

Altezza del pacco: 12 mm

A: avvolgimento di griglia

B: avvolgimento di placca

Isolamento: 1 = 3 x 0,1 mm carta isolante
2 = 2 x 0,06 mm triafol
3 = Foglio di rame

Al diodo è inoltre applicata una piccola polarizzazione in senso diretto, per eliminare gli impulsi di disturbo di debole intensità ed i residui degli impulsi di sincronismo di riga. La frequenza di oscillazione libera del circuito può essere controllata per mezzo di R_{68}.

Amplificatore intercarrier e rivelatore a rapporto

Il rivelatore a rapporto usa due diodi al germanio del tipo AA 119. Il circuito include un potenziometro per la regolazione della massima reiezione della modulazione d'ampiezza indesiderata, quando viene applicato un segnale modulato sia in ampiezza che in frequenza. La soppressione della modulazione d'ampiezza è compresa tra 30 e 50 dB, a seconda dell'ampiezza del segnale.

Tutti i componenti (compreso il potenziometro) sono disposti entro uno schermo per evitare l'irradiazione delle armoniche del segnale intercarrier.

Circuito d'uscita di bassa frequenza

L'uscita del rivelatore a rapporto è applicata attraverso il potenziometro del controllo di volume R_{17} alla sezione triodo della PCL 86, che funziona da preamplificatore di bassa frequenza. Una reazione negativa è ottenuta riportando una parte del segnale d'uscita al circuito d'ingresso della preamplificatrice. Lo stadio d'uscita è formato dalla sezione pentodo della PCL 86, dal trasformatore d'uscita e dall'altoparlante. Per una potenza d'uscita di 30 mW è necessaria una tensione d'ingresso di 30 mV.

Alimentazione

La tensione di rete è realizzata da un diodo al silicio BY 100. Dato l'alto rendimento di questo diodo si può tollerare una caduta di tensione piuttosto elevata nel circuito di filtraggio, cosicchè si può usare un filtraggio con resistenze. I condensatori di filtro sono racchiusi in due involucri contenenti ciascuno un condensatore da 100 μF

con alta corrente d'ondulazione e tre condensatori da 200, 50 e 25 μF. Le tensioni di alimentazione e le misure dei livelli di ronzio sono date nella tabella 2.

Le tensioni di ronzio V_r sono misurate con l'oscillatore verticale non sincronizzato. La tensione complessiva necessaria per i filamenti delle dieci valvole è di 140 V. Sono stati usati condensatori di fuga per evitare reazioni tra gli stadi di media frequenza ed irradiazioni delle armoniche della frequenza di riga attraverso la rete.

TABELLA 2

	V =	V_{R_pp}
V_1	260 V	12 V
V_2	230 V	0,4 V
V_3	220 V	2 V
V_4	200 V	0,5 V
V_5	210 V	0,2 V

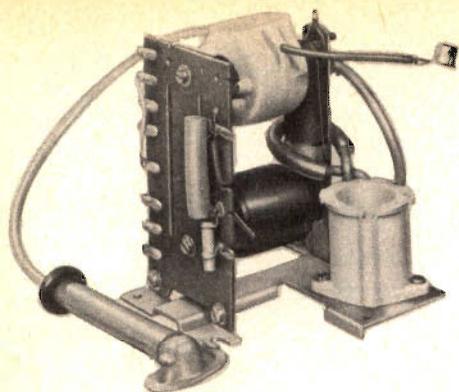
TABELLA 1

Tensioni e correnti		Valori misurati				Simboli
Tensione di alimentazione	V_b	230	220	240	200	V
Corrente di fascio	I_{eat}	0	400	400	200	μA
Tensione booster	V_{boost}	860	825	850	810	V
E.A.T.	E.A.T.	17,5	15,9	16	16,5	kV
PL 500						
Tensione schermo	V_{g2}	203	186	196	172	V
Corrente catodica	I_k	134	180	185	153	mA
Corrente schermo	I_{g2}	12	16	20	13	mA
Corrente anodica	I_a	122	164	165	140	mA
Corrente anodica picco	I_{ap}	251	327	327	285	mA
Corrente catodica picco	I_{kp}	283	360	360	315	mA
Corrente g_2 picco	I_{g2p}	32	33	33	30	mA
Tensione anodica picco	V_{ap}	5,9	6	6,1	5,9	kV
Tensione g_1 fine scansione	V_{g1}	—	8	—	8	V
Dissipazione anodica	W_a	—	10,5	13,6	—	W
PY 88						
Corrente diodo	I_d	122	164	166	141	mA
Corrente diodo picco	I_{dp}	260	300	300	260	mA
Corrente residua fine scansione	I_s	5	50	50	20	mA
Tensione catodica di picco	V_d	4,9	5	5,1	4,9	kV

Funzioni dei potenziometri

R_{12}	= 10 kΩ (preset)	soppressione AM
R_{17}	= 0,2 MΩ + 0,8 MΩ,	controllo volume
R_{27}	= 100 kΩ (preset)	ritardo C.A.G.
R_{55}	= 10 kΩ	contrasto
R_{58}	= 200 kΩ	luminosità
R_{64}	= 1 MΩ (preset)	fuoco
R_{68}	= 200 kΩ	verticale
R_{72}	= 1 MΩ (preset)	altezza verticale
R_{78}	= 1 MΩ (preset)	linearità verticale
R_{81}	= 50 kΩ (preset)	linearità verticale
R_{88}	= 10 kΩ (preset)	orizzontale
R_{93}	= 100 kΩ (preset)	reg. blocking
R_{96}	= 50 kΩ	frequenza orizzontale
R_{104}	= 200 kΩ (preset)	stabilizzazione orizzontale

(Da «Advance Information» N. 220)

L. C.

TRASFORMATORE DI RIGA PHILIPS - 110°

M/979

Generalità

I trasformatori uscita righe per la deflessione orizzontale di 110° oggetto della presente descrizione, sono stati progettati per funzionare con il pentodo finale PL 36 o PL 500, il diodo economizzatore PY 81, la raddrizzatrice E.A.T. DY 86 o DY 87 e l'unità di deflessione AT 1011/PM. Sia i trasformatori uscita righe che la valvola finale ed il diodo recuperatore sono generalmente collocati in una gabbia metallica. In tal caso è necessario accertarsi che una sufficiente ventilazione permetta all'aria calda di disperdersi liberamente, in modo da evitare il surriscaldamento del trasformatore a causa del calore emesso dalle valvole in funzionamento. Si raccomanda di impiegare tali valvole ad una distanza di almeno 4 cm dal trasformatore e di separarle da uno schermo metallico. Si potrà infine migliorare la dissipazione del calore per irraggiamento verniciando in nero la gabbia metallica di protezione. La temperatura massima ammissibile nel nucleo del trasformatore è di 95°C.

Le caratteristiche comuni ai differenti tipi sono le seguenti:

1) stabilità della larghezza del quadro e della E.A.T per variazioni del carico o della tensione di alimentazione;

2) limitata dissipazione di griglia schermo nel pentodo finale dovuta ad una resistenza di 1,8 kΩ disaccoppiata da un condensatore di 47 nF e inserita nell'alimentazione della griglia schermo;

3) avvolgimento ausiliario per lo spegnimento della traccia di ritorno di riga oppure per il circuito di controllo automatico di ampiezza;

4) avvolgimento E.A.T. realizzato in materiale poliestere ininfiammabile ed accordato sulla terza armonica della frequenza di ritorno.

Dati tecnici principali dell'M/979

E.A.T. = 15 kV

$V_{booster}$ = 900 V

$V_{alimentazione}$ = 220 V

Tempo di ritorno = 20 %

Valvola finale = PL 36 oppure PL 500

Diodo recuperatore = PY 81

Raddrizzatrice E.A.T. = DY 86 oppure DY 87.

Dati di ingombro e collegamenti del trasformatore M/979

1) Alla placca della valvola finale di riga (PL 36).

1ª) Non collegare.

2) Al catodo del diodo recuperatore (PY 81).

3) Al condensatore di accoppiamento del circuito di stabilizzazione.

4) Al condensatore della valvola recuperatrice (+ 1000 V).

5) Alle bobine di deflessione dal lato della bobina di regolazione della linearità.

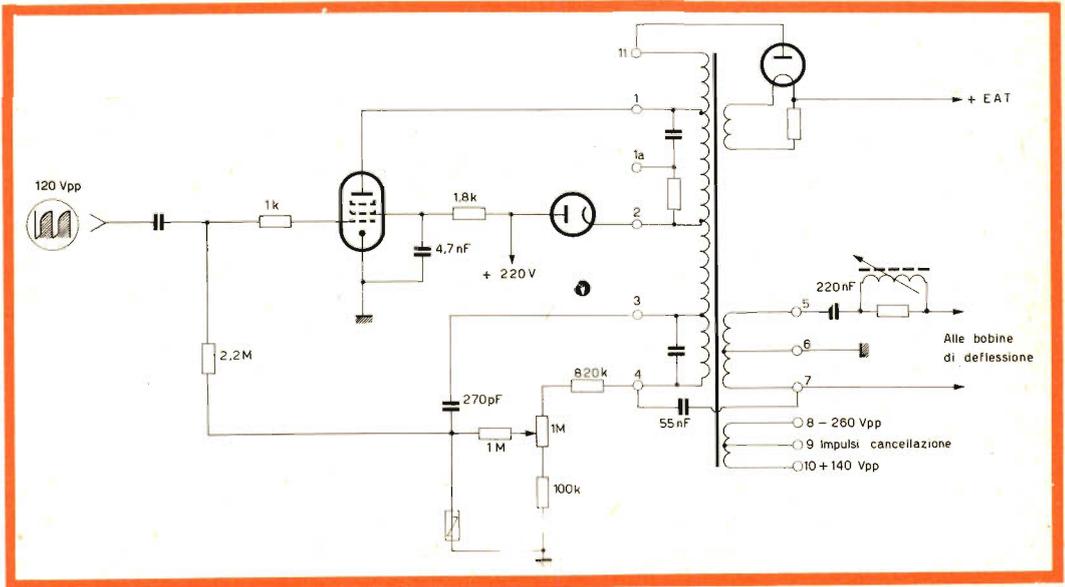
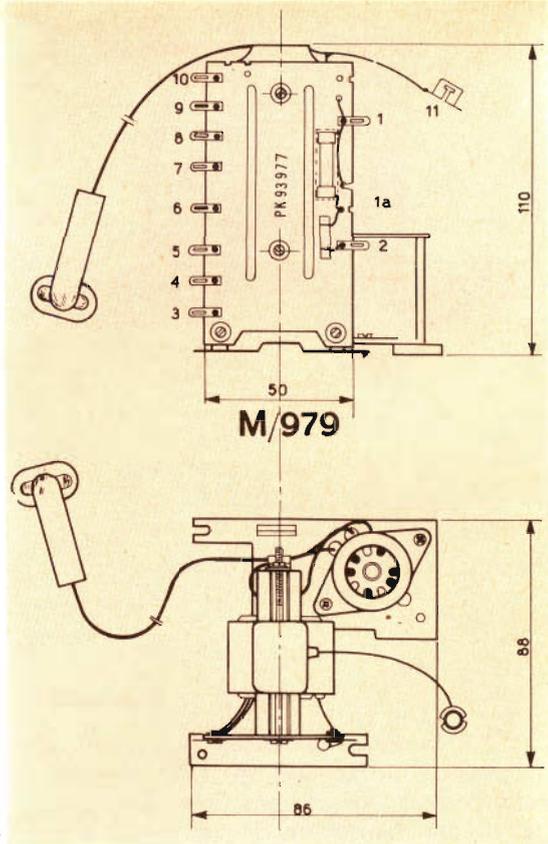
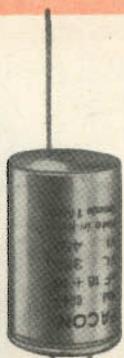
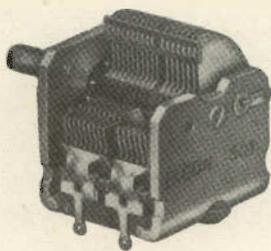
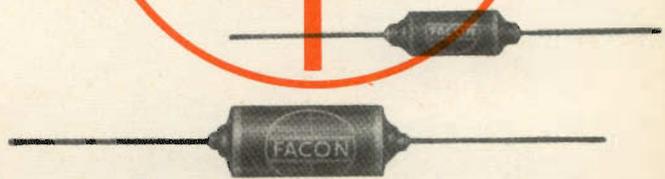
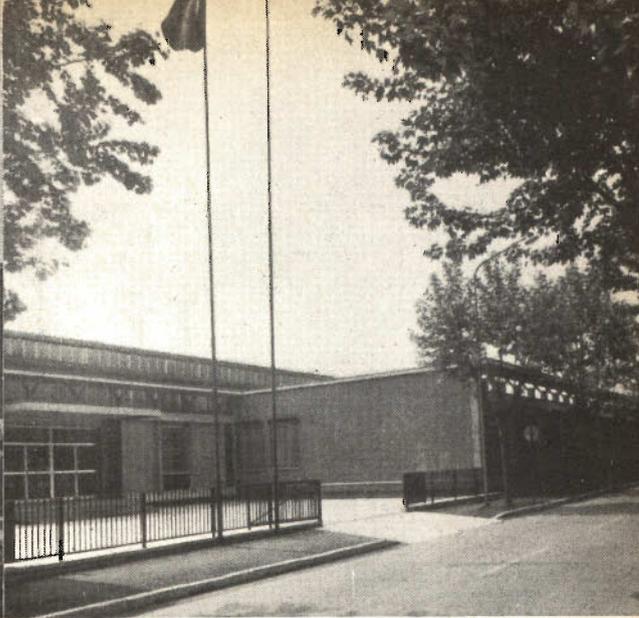
6) Centro delle bobine di deflessione.

7) Al condensatore di recupero ed alle bobine di deflessione.

8) Impulso negativo di 260 V pp.

9) Centro impulsi di cancellazione.

10) Impulso positivo 140 V pp.

11) Anodo della valvola raddrizzatrice E.A.T.

Esempio di impiego del trasformatore di uscita righe che viene classificato dalla G.B.C. con M/979

FACON
ABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
ARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

abbiamo visitato per voi...

In una delle zone, che fra pochi anni Milano avrà assimilato, e precisamente a Cinisello Balsamo, ha trovato sfogo la G.B.C. Italiana, occupando un edificio le cui dimensioni meritano l'appellativo di maestose.

Non è già per un fine di sterile grandezza che la nota ditta si è trasferita colà, ma per esigenze vitali del suo incessante lavoro.

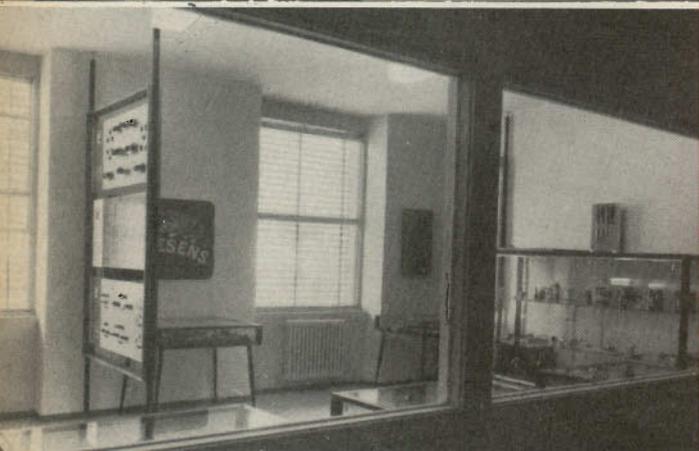
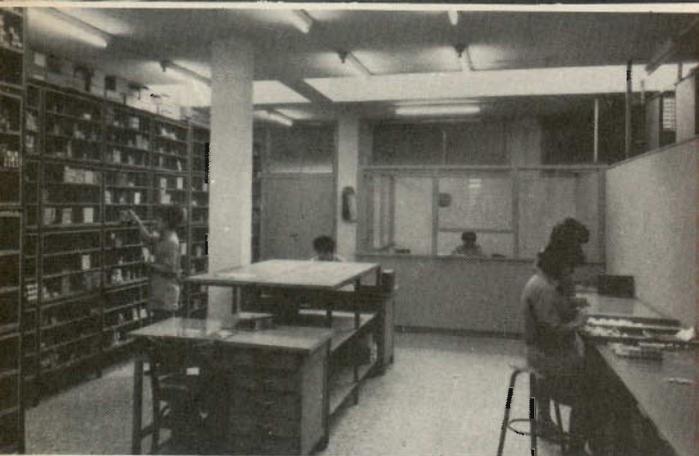
Non vi è radiotecnico o rivenditore ormai, che non volga il pensiero alla sigla G.B.C. ogni volta che gli si presenti un problema di approvvigionamento: è un'ancora di salvezza per chiunque debba reperire qualunque pezzo gli abbisogni in un determinato momento.

Fate conto di vedere un serbatoio a cui attinge tutta l'Italia: ma se questa immagine suggerisce, a tutta prima, l'idea della congestione, ciò che noi abbiamo visto, e che portiamo a conoscenza dei lettori, ridona tranquillità sulla regolarità e l'ordine delle operazioni, ancorchè svolte a ritmo celere. Tecnici specializzati, ognuno preposto ad un determinato settore, pensano per voi, prevedono le vostre esigenze, si tengono a contatto con ditte fabbricanti italiane e straniere per la conoscenza immediata di ogni novità.

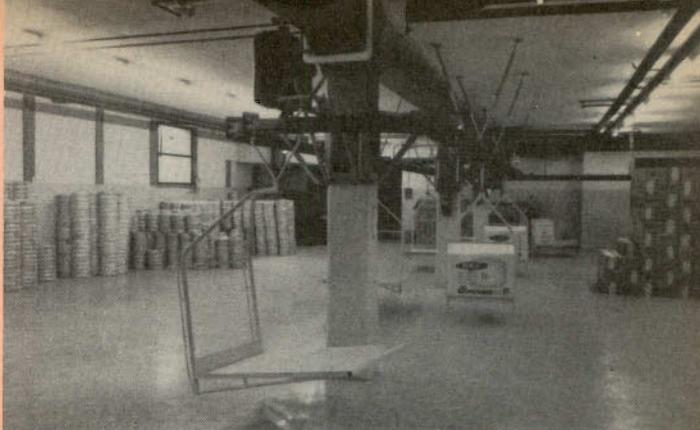
I magazzini e le strutture interne di movimento dei materiali rappresentano quanto di più razionale esiste in tal genere di organizzazione; più di qualunque descrizione, riteniamo che le illustrazioni qui riportate valgano a testimoniare l'efficienza dell'azienda, guidata da una direzione competente e sagace.

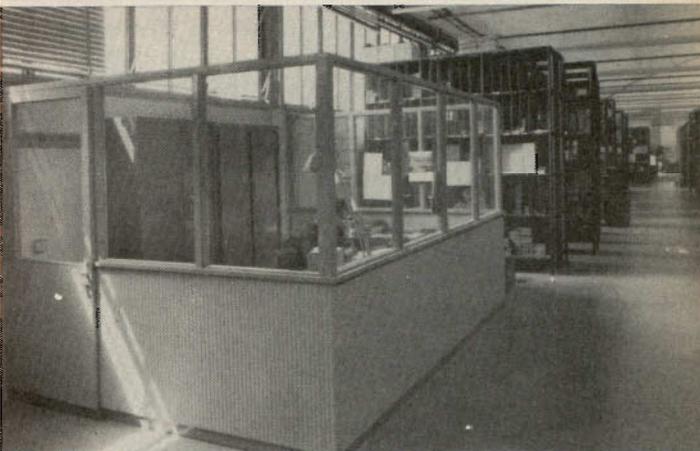
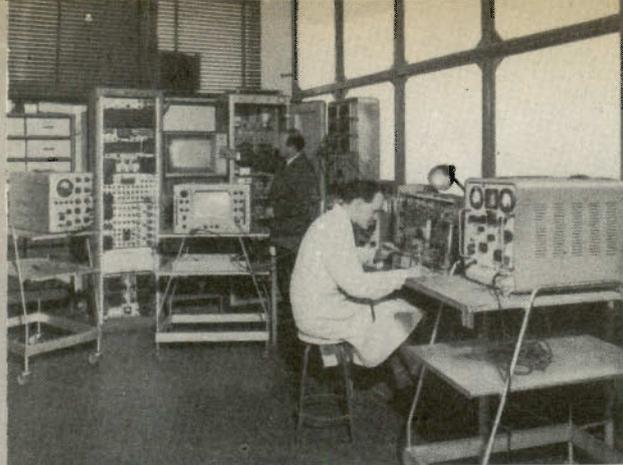
Abbiamo visto anche il settore industriale, modernissimo e sorretto da uno dei più attrezzati laboratori d'Italia, per la fabbricazione degli apparecchi radio e televisori, la cui bontà non ha più bisogno di presentazione.

Pensiamo di trovarci nel vero affermando che questa ditta, le cui origini risalgono al lontano 1925, è benemerita della radiotecnica italiana, ma la nostra opinione non sarà una novità per tutti coloro che conoscono l'organizzazione G.B.C.

Gli uffici sono collocati in ampi e razionali ambienti

I visitatori sono ricevuti in luminose sale campioni. Nella foto esposizione dei prodotti Hellesens

L'ordine è la prima caratteristica dei reparti

Funzionamento del reparto industria

Particolare di uno dei magazzini con trasportatori automatici

Una sezione del reparto controllo e confezionatura

Nel magazzino centrale sono collocati vari punti di raccolta ed esecuzione degli ordini

Convergenza delle merci in spedizione

Laboratorio progettazione degli apparecchi radio e TV G.B.C.

Particolare del laboratorio prove componenti

Reparto di produzione apparecchi

Scorcio del reparto di produzione bruciatura dei televisori e installazione finale

Parte II

Il disco stereofonico

La riproduzione delle incisioni stereofoniche non si potrebbe attuare praticamente se non fossero disponibili i mezzi per produrre dischi e registrazioni stereofoniche.

Prima del 1940 si sperimentarono vari sistemi, ma la stereofonia rimase nei laboratori sperimentali, finchè si attuò la registrazione a doppia traccia su nastro magnetico.

Sul nastro si fanno due registrazioni affiancate facendo in modo che i due segna-

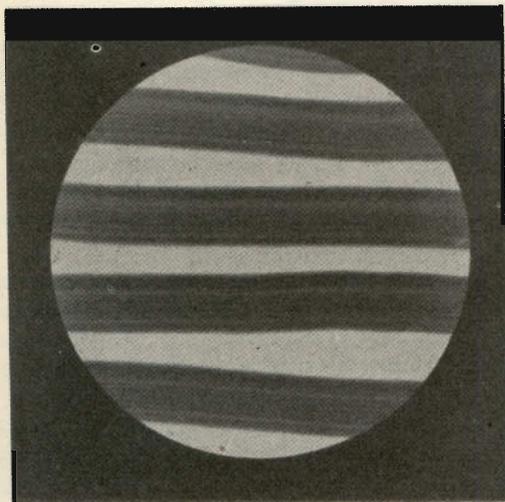
a

b

Fig. 8 - Microfotografie: **a)** di un disco nuovo; **b)** di un disco suonato con una puntina consumata.

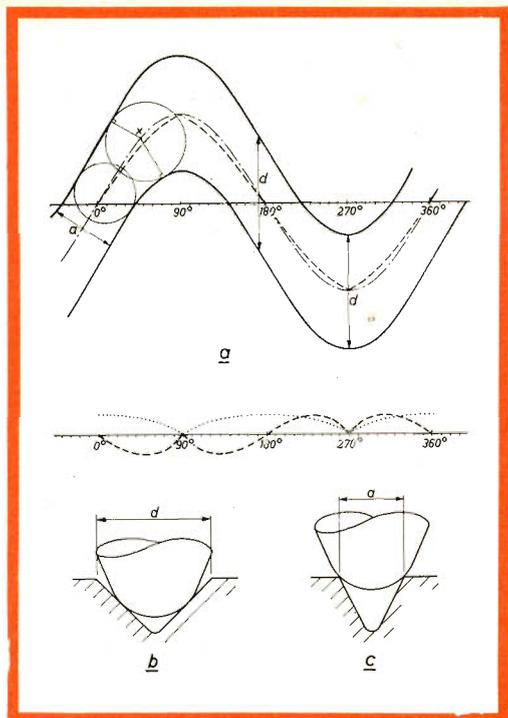



Fig. 9 - Cause del restringimento del solco e della distorsione di traccia di un disco: **a)** vista in pianta della incisione; **b)** e **c)** vista in sezione.

li siano in perfetto sincronismo tra loro. Le prove effettuate per incidere i due segnali sotto forma di registrazioni separate dimostrarono che era molto difficile ottenere la necessaria sincronizzazione.

Supponendo di poter usare due fonorivelatori perfettamente allineati all'inizio

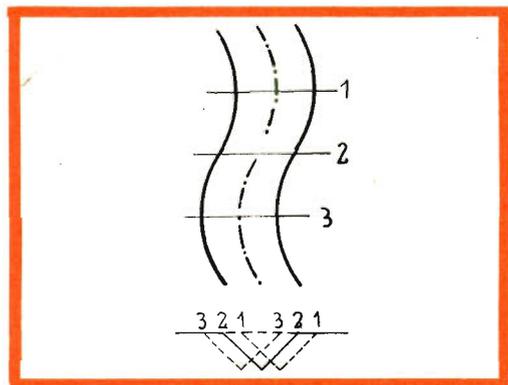



Fig. 10 - Incisione di un disco monofonico, vista in pianta e in sezione.

del disco, dopo pochi minuti di ascolto si verrebbe a perdere questo allineamento.

Una differenza di tempo nell'allineamento di soli 0,1 msec. provoca un effetto direzionale udibile, questa differenza di tempo può essere causata da un errore di allineamento di 40 micron.

Per l'attuazione di un disco stereofonico si è trovata una soluzione che non solo assicura il perfetto sincronismo dei due segnali, ma anche un sistema di incisione simile a quello di un disco monofonico.

Per capire meglio questa soluzione facciamo riferimento alla fig. 8 e alla fig. 9 che mostrano come le due pareti incise di un disco normale formino angoli di deflessione identici. Ogni parete incisa rappresenta il segnale registrato, di conseguenza l'incisione su una sola parete sarebbe in effetti sufficiente, ma questa soluzione è praticamente irrealizzabile.

Un sistema pratico per l'incisione dei dischi è quello delle pareti incise in modo diverso, cioè ogni parete viene modulata secondo il diverso segnale stereofonico che gli viene inviato.

Nella fig. 10 è illustrata l'incisione di un disco monofonico visto dall'alto e la sezione trasversale nei punti 1,2 e 3. Un'incisione di questo tipo si ottiene facendo compiere alla punta d'incisione movimenti laterali.

La punta d'incisione è costruita come mostrato in fig. 11; un sistema magnetico orizzontale muove la punta in senso laterale. La punta d'incisione per dischi stereofonici è di costruzione più complicata, come si può vedere dalla fig. 12.

Essa ha due sistemi di guida che formano un angolo di 45° rispetto alla superficie del disco.

Quando si applica un segnale alla bobina di sinistra, la punta d'incisione farà un movimento diagonale da sinistra (in alto) a destra (in basso). La forma della incisione che ne risulterà è mostrata in figura 14a vista dall'alto e in sezione trasversale. Contrariamente a quanto avviene per i dischi monofonici (incisione « laterale ») solo la parete di destra dell'incisione viene modulata dal segnale.

Quando invece si applica una tensione alla bobina di destra, la punta d'incisione

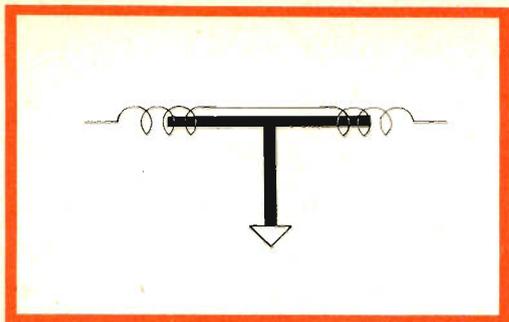



Fig. 11 - Rappresentazione schematica di una punta d'incisione monofonica.

Fig. 12 - Rappresentazione schematica di una punta d'incisione stereofonica.

farà un movimento diagonale da destra (in alto) a sinistra (in basso), di conseguenza risulterà modulata solo la parete di sinistra, la fig. 14b mostra l'incisione corrispondente.

Per l'incisione di un disco stereofonico, si applicano le tensioni corrispondenti ai relativi segnali, a entrambe le bobine, così che la punta d'incisione farà movimenti simultanei e modulerà entrambe le pareti, fig. 14c.

La differenza fra un disco convenzionale, e un disco stereofonico è illustrata nelle figg. 15 e 17: in fig. 17 si può vedere l'incisione di un disco monofonico (incisione laterale) e in fig. 15 tre tipi di incisioni di un disco stereofonico: 1) incisione con la sola parete di sinistra modulata, 2) incisione con la sola parete di destra modulata, 3) incisione con entrambe le pareti modulate da un segnale.

Prenderemo ora in esame la relazione di fase fra i segnali applicati alle due bobine che azionano la punta di incisione.

Nel caso in cui la sorgente sonora sia situata fra i due microfoni, entrambi saranno alimentati dalle stesse tensioni, questa uguaglianza è mantenuta per l'ampiezza e la fase.

I segnali in uscita dei due microfoni, dopo essere stati amplificati, arrivano alla punta d'incisione; questa compirà due movimenti simultanei a sinistra e a destra verso l'alto; il movimento che ne risulterà sarà un movimento perpendicolare rivolto verso l'alto come è mostrato in fig. 19a; nel seguente mezzo periodo la parte d'incisione compirà un movimento perpendicolare verso il basso.

Di conseguenza, contrariamente a quanto avviene per la registrazione monofonica, dove l'incisione va da sinistra a destra (registrazione laterale), nella registrazione stereofonica l'incisione va dall'alto al basso e viene chiamata « registrazione verticale » o « monte-valle ».

I fonorivelatori monofonici non sono in grado di riprodurre i dischi stereofonici in quanto le loro caratteristiche non permettono la rivelazione dei movimenti verticali dell'incisione.

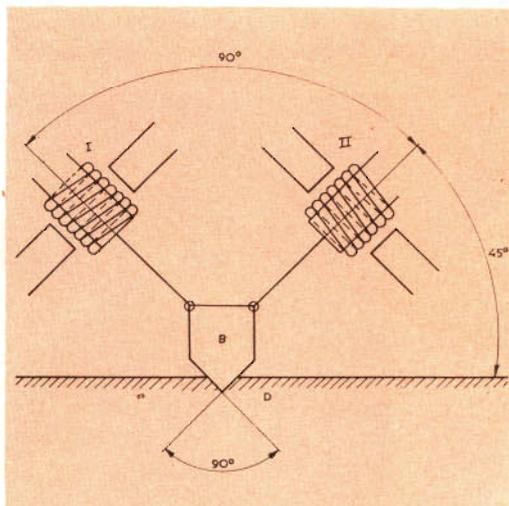



Fig. 13 - Vista semplificata di una punta d'incisione elettrodinamica per il sistema di registrazione a 45°. La punta d'incisione è accoppiata ai sistemi di guida I e II. Ogni sistema di guida imprime alla punta un movimento perpendicolare rispetto a ciascuna parete d'incisione.

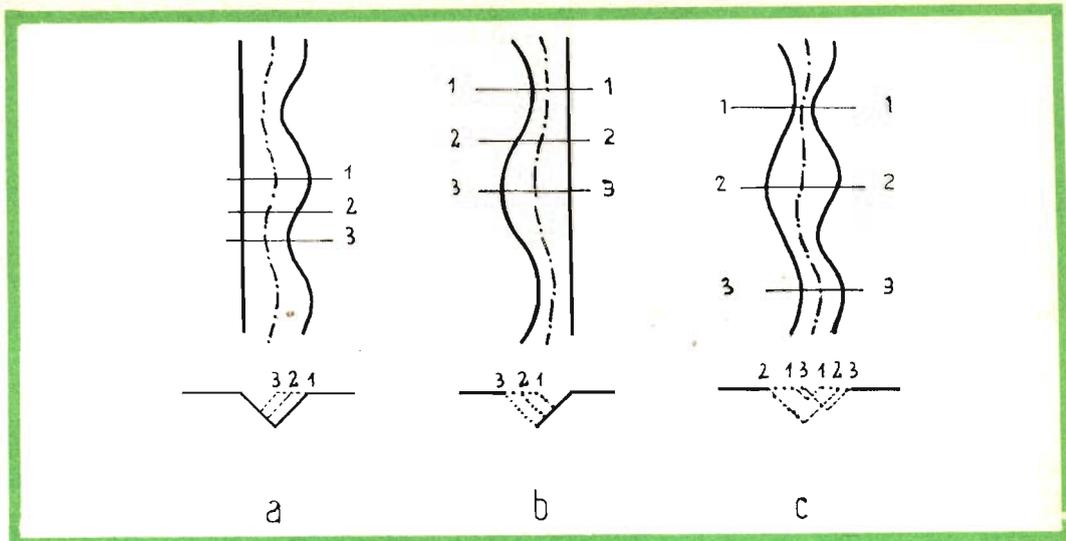



Fig. 14 - Esempi di incisioni stereofoniche:
a) incisione con la sola parete di destra modulata; **b)** incisione con la sola parete di sinistra modulata;
c) incisione con entrambe le pareti modulate.

La cedevolezza verticale di tali fonorivelatori è di solito piuttosto bassa e danneggerebbe l'incisione stereofonica.

Se si invertisse uno dei fili delle bobine del sistema di guida della punta di incisione, durante il primo mezzo periodo, questa compirebbe due movimenti simultanei a sinistra, verso l'alto e verso il basso, il movimento risultante sarà un movimento orizzontale verso sinistra; durante il successivo mezzo periodo la punta d'incisione si muoverà similmente verso destra (fig. 19b).

L'incisione ottenuta con la punta colle-

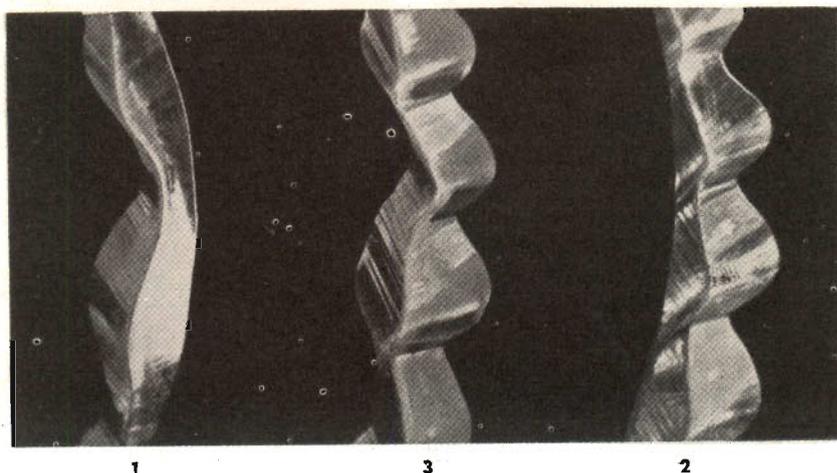
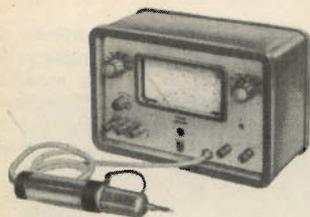
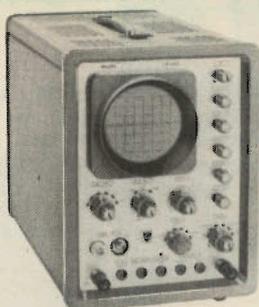
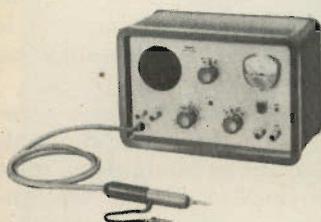
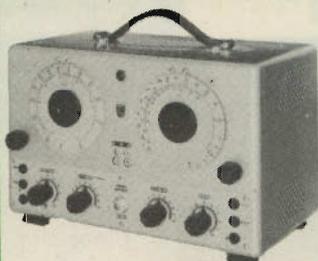



Fig. 15 - Microfotografia dell'incisione di un disco sterefonico nelle tre diverse fasi d'incisione ingrandita 200 volte.

Oscilloscopio TV tipo GM 5600

APPARECCHI DI MISURA PER SERVIZIO RADIO TV

Voltmetro elettronico tipo GM 6000

Oscilloscopio TV tipo GM 5601

Generatore AM/FM tipo PM 5320

Signal Tracer tipo GM 7600

Sweep Marker VHF-UHF tipo GM 2877

Generatore geometrie VHF-UHF tipo GM 2892

Tester universale 40 kΩ/V tipo P 817.00

PHILIPS

S.p.A.

REPARTO INDUSTRIA MILANO
PIAZZA IV NOVEMBRE 3 TEL. 6994

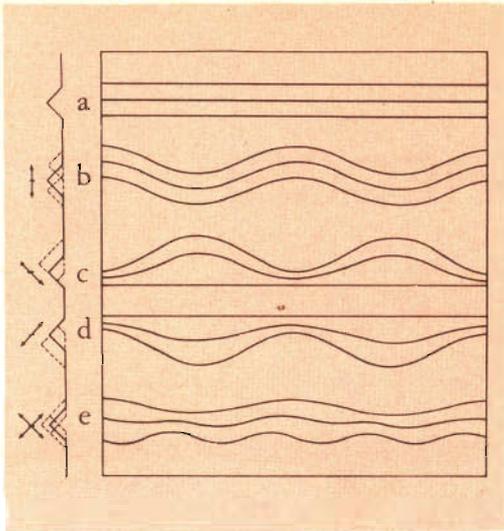



Fig. 16 - Vista d'assieme dei vari sistemi d'incisione: **a)** incisione non modulata; **b)** incisione con modulazione laterale; **c)** incisione con la sola parete di sinistra modulata; **d)** incisione con la sola parete di destra modulata; **e)** incisione con entrambe le pareti modulate.

Fig. 18 - **a)** Modulazione simultanea di entrambe le pareti con due segnali L e R di uguale ampiezza e direzione, rispetto alle incisioni si ha una modulazione verticale; **b)** diagramma vettoriale della condizione sopra indicata; **c)** diagramma vettoriale di una incisione con modulazione laterale (modulazione « in fase »).

gata in questo modo è chiamata « registrazione in fase » e teoricamente il disco così ottenuto, potrebbe essere riprodotto con

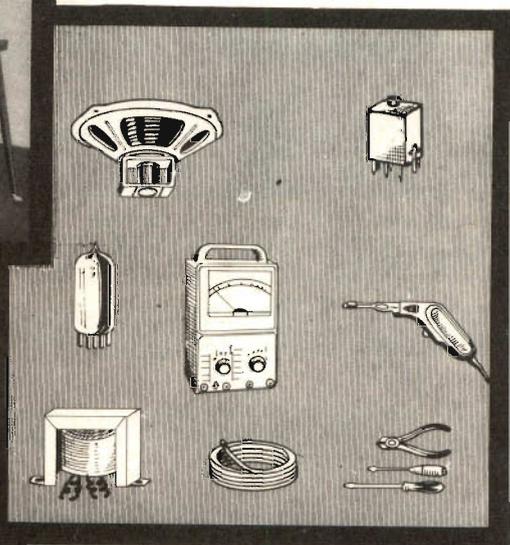
Fig. 17 - Microfotografia dell'incisione di un disco monofonico ingrandita 200 volte.

un fonorivelatore monofonico. Questo tipo di registrazione è stato scelto dalle industrie costruttrici di dischi.

In uno dei paragrafi successivi si parlerà dei vantaggi della registrazione « in fase » e delle ragioni per le quali non si possono riprodurre i dischi stereofonici con fonorivelatori monofonici.

Quando la sorgente sonora non è situata in mezzo ai due microfoni, le risultanti ondulazioni dell'incisione saranno una combinazione dei movimenti laterali e verticali. Di conseguenza, l'incisione stereofonica sarebbe talvolta più larga di quella di un normale disco monofonico e quindi occuperebbe più spazio con conseguente diminuzione del tempo utile di registrazione.

La distorsione propria della traccia di un disco stereofonico contiene oltre alle armoniche dispari, come nel caso dei dischi monofonici, anche quelle pari.

La distorsione totale si può ridurre usando una puntina con l'estremità più appuntita; in questo caso si può fare un'incisione più profonda in modo che la larghezza media d'incisione di un disco stereofonico

sia circa uguale a quella di un disco monofonico.

A questo proposito le industrie costruttrici si sono accordate per l'uso di una punta d'incisione con l'estremità avente un raggio di 18 micron adatta a fonorivelatori stereofonici; è stato così possibile ridurre la larghezza media dell'incisione dei dischi stereofonici in relazione a quella dei dischi monofonici.

Il raggio della parte inferiore dell'incisione è di 5 micron; il segnale proveniente dalla testina di destra viene registrato sulla parete esterna dell'incisione, relativa cioè alla periferia del disco, mentre il segnale proveniente dalla testina di sinistra viene registrato sulla parete opposta, relativa al centro del disco.

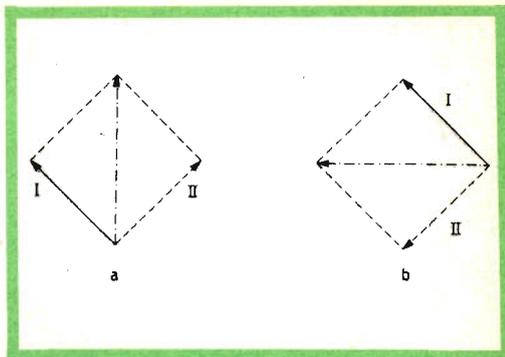



Fig. 19 - Movimenti della puntina di un fonorivelatore stereofonico: **a**) con i fili delle bobine della punta d'incisione collegati direttamente; **b**) con i fili di una bobina invertiti (« registrazione in fase »).

(continua)

F. Toselli

SICTE

SOCIETÀ ITALIANA COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE

TUBI ELETTRONICI

Costruzione valvole termojoniche riceventi per Radio Televisione e tipi speciali.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

L'AMPLIFICAZIONE ELETTRONICA A « FOGLI »

(Da « Westinghouse Engineer » Maggio 1963)

L'amplificazione elettronica mediante sottilissime pellicole, perciò mediante **fogli,** per usare il termine scelto dal Comitato francese di Studio dei Termini tecnici, fa parte di una tecnica, già definita nel 1960 dai laboratori di ricerca della Compagnia Americana Westinghouse, che con cinque stadi raggiunsero un coefficiente di amplificazione totale di 3.000 volte.

Da allora grandi progressi sono stati compiuti dalla nuova tecnica, tanto che recentemente, elaborando **fogli** di così debole consistenza che il 98% del loro volume può dirsi **fatto di nulla,** si è pervenuti ad una amplificazione di 2500 volte con due soli stadi.

Il meccanismo dell'emissione elettronica per trasmissione secondaria, di cui la fig. 1 indica il principio, era già noto fin dal 1920. Ma solo nel 1954 esso fu brevettato negli Stati Uniti dall'ing. E. J. Sternglass; una prima realizzazione, del 1960, permise la messa a punto di un amplificatore d'immagini che fu chiamato « Astracon » e di cui si occupò ampiamente la stampa tecnica internazionale.

A tale proposito ricordiamo che con questo strumento, combinato con una camera a luminescenza, furono ottenute in occidente le prime fotografie delle traiettorie luminose di una particella atomica, oltre che a scintillamenti infinitesimali risultanti dal bombardamento di certe sostanze mediante particelle emesse da un disintegratore di atomi.

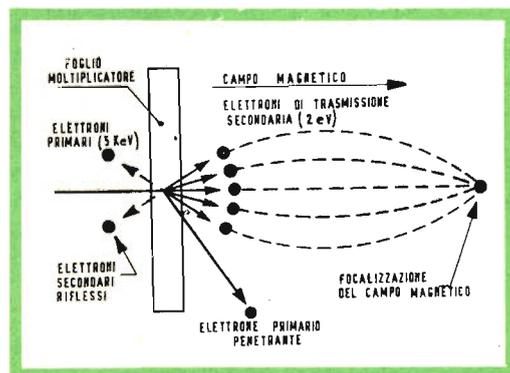



Fig. 1 - Gli elettroni primari liberano gli elettroni secondari anziché essere riflessi, la maggior parte degli elettroni secondari attraversano il « foglio ».

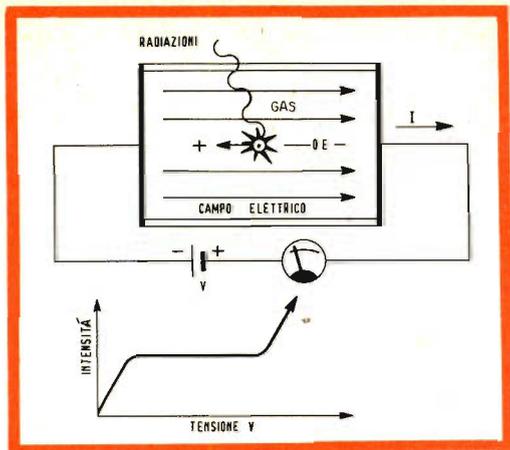



Fig. 2 - La tensione applicata a una camera di ionizzazione genera una corrente elettrica. Aumentando questa tensione si provoca un effetto di valanga elettronica che si traduce in un aumento di intensità della corrente.

L' amplificazione elettronica mediante **fogli** ultrasottili può essere applicata a qualunque sistema atto a convertire una immagine in un clichès elettronico. Si proietta in un primo luogo il clichès sopra il **foglio**, quindi, con l'ausilio di un campo magnetico, l'emissione secondaria di questo **foglio** si proietta su di un secondo **foglio** la cui emissione globale viene accelerata e centrata sullo schermo luminescente, sul quale l'immagine si ricompone con una luminosità infinitamente superiore a quella dell'immagine originale.

Fino a non molto tempo fa la maggior parte dei **fogli** amplificatori, detti anche dynodi, erano costituiti da uno strato di cloruro di potassio depositato sotto vuoto sopra un supporto di allumina e di alluminio. Nonostante lo strato chimico costituisse una sorgente attiva di emissione secondaria, non si otteneva dal dispositivo che l'emissione di 6-8 elettroni secondari per ogni elettrone primario, con la conseguenza di dover ricorrere a molti stadi di amplificazione.

Per farci un'idea giusta dei perfezionamenti apportati è necessario sapere, in primo luogo, che una maggiore emissione elementare, non solo permette di ridurre il numero degli stadi amplificatori, ma consente anche una migliore risoluzione; in secondo luogo, che la graduazione del contrasto sta in rapporto numerico fra gli elettroni primari penetranti e i vari elettroni secondari (fig. 1).

Per il fatto che l'energia dei primi differisce notevolmente da quella dei secondi, gli elettroni primari penetranti non sono focalizzati di stadio in stadio, tanto che all'uscita risulta molto ridotta la chiarezza di percezione di un'immagine debole. Ogni aumento dell'emissione secondaria migliora il contrasto poichè aumenta il rapporto esistente fra gli elettroni primari e gli elettroni secondari. Per conseguenza, se si può ottenere che, con una stessa tensione, i dynodi generino una maggiore emissione secondaria, la tensione del tubo potrà essere ridotta, senza che ne sia diminuito il guadagno.

L'emissione secondaria

È noto che l'emissione secondaria dipende dall'intensità del campo e ciò da quando Jacobs e i suoi collaboratori osservarono, nel 1940, che degli strati porosi di magnesio provocavano fortissimi riflessi secondari (in opposizione alla trasmissione secondaria), quando la superficie di rivestimento veniva caricata positivamente.

Sembra che la riflessione secondaria fosse troppo abbondante (nel rapporto di 10.000 a 1), perchè allora fosse possibile pensare di valersi di tale tecnica per l'applicazione della luminescenza, molto più che la valanga di elettroni dava luogo a disturbi inaccettabili.

Tutto considerato, conveniva fare in modo che il campo elettrico sviluppato nello spessore dello strato poroso aumentasse la possibilità di liberare elettroni secondari, senza dar luogo ad una ionizzazione supplementare, l'effetto cioè di valanga, contrastato nella camera di ionizzazione (fig. 2). È di questi fenomeni che prese ad occuparsi Gerhard W. Goetze nel 1960.

I fogli di densità ridotta

I **fogli** porosi usati da questo ricercatore furono ottenuti per vaporizzazione del cloruro di potassio, non più sotto vuoto, ma in un'atmosfera di argon, mentre i vapo-

ri di cloruro venivano fatti depositare sopra il supporto d'alluminio come precedentemente.

La densità e la struttura dello strato poroso varia in funzione della pressione dell'argon, della distanza fra il crogiuolo nel quale viene vaporizzato il cloruro e il supporto, della temperatura di quest'ultimo, oltre che dal tasso di vaporizzazione.

La materia attiva del **foglio** poroso così ottenuta, il cui spessore non supera i 4-5 centesimi di mm, non è altro che una specie di fuliggine, così inconsistente, da non rappresentare che il 2% di materia solida.

Il comportamento del **foglio** è schematizzato in fig. 3. In conseguenza della fuga di elettroni secondari, una carica positiva si stabilisce in prossimità del **piano** di **eiezione** e genera nello spessore del **foglio** un campo elettrico interno che conferisce agli elettroni secondari, spinti verso questo piano, una certa velocità di flusso.

La massima tensione che il piano in questione può assumere, in rapporto al supporto d'alluminio, è quella della griglia controllo. In queste condizioni il campo elettrico, che si manifesta nello spessore **d** dello strato **attivo,** diventa Vc/**d.** Dato che **d** è molto sottile, diciamo 10 μmm, il campo può essere molto intenso.

Le curve di fig. 4 offrono una buona idea dell'emissione secondaria caratteristica ottenuta con i fogli a densità ridotta. Vi si può inoltre osservare che, da una parte, il rendimento in elettroni secondari sta in funzione sia della tensione Vc della griglia controllo che dell'energia Vp degli elettroni primari; dall'altra parte, che l'andamento delle curve assomiglia stranamente alla curva tipica corrente-tensione di una scarica nel gas. Proprio come quest'ultima, esse si elevano progressivamente all'inizio, procedendo in seguito pianeggianti, per risalire infine bruscamente, a causa dell'effetto valanga.

Dall'esame delle curve di fig. 4 si può constatare che, per un dato **foglio,** la massima tensione applicabile alla griglia controllo diminuisce quando l'energia Vp degli elettroni primari aumenta. Da ciò si può arguire che gli elettroni primari, penetrando profondamente nello strato poroso, ne riducono ulteriormente lo spessore e per conseguenza determinano un aumento dell'intensità del campo elettrico in prossimità del piano di eiezione.

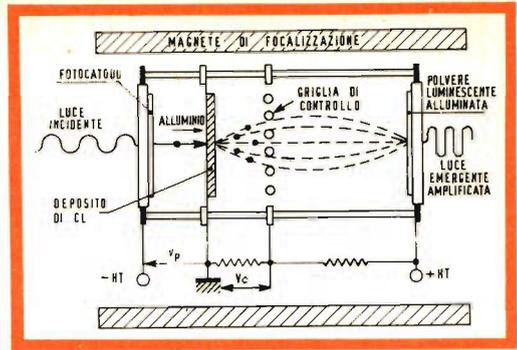



Fig. 3 - La rappresentazione schematica di un amplificatore di luminescenza di immagine mostra l'elevato guadagno ottenuto con un **dynodo** a « foglio » ultrasottile.

Tempo di risposta

Occorre un certo tempo per far sì che il piano di uscita degli elettroni secondari del **foglio** si carichi alla tensione Vc dell'elettrodo collettore (griglia) e per ottenere un'emissione secondaria stabile. Se la densità della corrente incidente è debole, possono essere richieste più ore, data l'alta resistività dello strato attivo. L'attitudine ad accumulare lentamente la carica rende il **foglio** il mezzo ideale per essere usato nei tubi analizzatori TV (tubi da ripresa) e nei tubi di informazione (memorie).

Fig. 4 - L'emissione secondaria di un **dynodo** di debole intensità varia in funzione della tensione della griglia e dell'energia elettronica primaria.

Quando l'emissione secondaria si è stabilizzata, la carica si mantiene inalterata per lungo tempo, sempre in virtù dell'alta resistenza dello strato attivo; quindi, per l'amplificazione delle immagini e per applicazioni di calcolo, il tubo è inizialmente **inondato** affinchè da questo istante il tempo di risposta agli elettroni incidenti sia estremamente breve (circa 10^{-9} sec.).

Benchè il fenomeno dell'amplificazione elettronica a **fogli** di densità ridottissima non sia stato ancora scientificamente studiato a fondo, è stato tuttavia possibile mettere a profitto le interessanti caratteristiche in molti esemplari perfezionati di tubi elettronici.

AMPLIFICATORE PER REGISTRAZIONE MAGNETICA

(Da « Wireless World » Gennaio 1964)

L'articolo originale riveste un particolare interesse per le considerazioni di carattere generale che vi sono contenute circa la registrazione e la riproduzione secondo le specifiche C.C.I.R. Per il carattere della nostra rassegna dobbiamo limitarci a dare un sunto della importante materia, consigliando i maggiori interessati di attingere direttamente dall'originale, e pertanto diamo qui una breve descrizione dello schema dell'amplificatore.

La testina magnetica ha un'impedenza di 250 mH, valore corrente che, per un livello massimo di registrazione, richiede un segnale di circa 100 μA. Lo schema suggerito dall'autore per alimentare questa testina magnetica è rappresentata in fig. 1. Come stadio di uscita è usato un circuito catodyne il cui principale vantaggio è costituito dall'isolamento del carico di R14 dell'anodo di V2. Inoltre, allo scopo di evitare le distorsioni indesiderabili, l'ampiezza della tensione di polarizzazione all'uscita dell'amplificatore deve essere piuttosto bassa.

Questa è attenuata dal ponte divisore formato da R14 e dalla resistenza catodica di V3. Alla placca di V2 si preleva un segnale di 10 V a piena modulazione.

Fig. 1 - Amplificatore per registrazione magnetica con circuito catodyne.

La distorsione è di circa il 4% quando la corrente anodica di V2 è di 2 mA.

Lo stadio di entrata è un amplificatore di tensione e il catodo di V1 è collegato, attraverso una linea di controreazione, al catodo di V3.

I condensatori di accoppiamento hanno valori elevati di capacità allo scopo di evitare effetti di instabilità. In effetti, la costante di tempo deve essere assai lunga. Nonostante l'impedenza di griglia di V3 sia di 15 MΩ circa (in conseguenza del circuito collegato in catodyne) un valore relativamente basso di capacità non sarebbe indicato. Per esempio, con un condensatore da 0,01 μF si riscontra una certa instabilità alle frequenze molto basse mentre con 0,1 μF questo effetto dannoso viene completamente eliminato. Tuttavia l'autore ha scelto, per avere un largo margine di sicurezza, una capacità di 0,25 μF. Un semplice interruttore serve ad escludere l'amplificatore. L'alta tensione non è applicata né all'oscillatore né alla placca di V1.

La griglia di questa valvola si trova quindi ad un potenziale negativo in rapporto al catodo, dato che R4 è attraversata dalla corrente di placca di V3.

Non è quindi indispensabile isolare la testina di registrazione durante la riproduzione dato che non vi perviene alcun segnale.

L'autore analizza dettagliatamente gli effetti dei circuiti RC inseriti sui catodi delle valvole V1 e V3. Noi ci limitiamo a dire che essi regolano le curve di risposta dell'amplificatore, introducendo una attenuazione delle frequenze alte, in maniera che esse rispondano alle specifiche del C.C.I.R. - Il braccio C7-R10 serve per la velocità di 19 cm/sec. e il braccio C10-R10 per la velocità di 9,5 cm/sec.

RIDUZIONE DEL RONZIO NEGLI ALIMENTATORI STABILIZZATI

(Da « Electronic Industries » Dicembre 1963)

Nell'articolo a firma V. R. Cunningham, viene studiata la riduzione del ronzio negli amplificatori, facendo ricorso a metodi semplici e di basso costo. L'autore propone accorgimenti che, malgrado la loro efficienza, possono essere realizzati facendo ricorso a due noti e ordinari componenti: resistenze e condensatori.

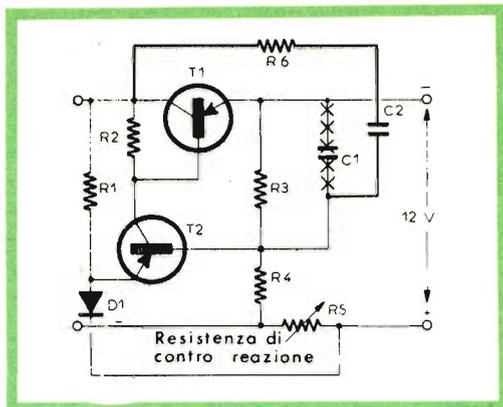



Fig. 1 - Schema tipico di amplificatore stabilizzato (a tratto sottile). Lo schema ideato dall'autore è indicato con linee più marcate.

La fig. 1 mostra un tipo di alimentatore scelto come dimostrazione. Esso può fornire 150 mA alla tensione di 12 V. Facciamo osservare che, trattandosi di esperimenti condotti in America, l'apparecchio è stato previsto per una sorgente di corrente alternata a 60 Hz.

Il semplice fatto di escludere dal circuito C1 e di collegare il collettore di T1 alla base di T2, mediante un condensatore in serie con una resistenza, determina una notevole riduzione del ronzio, ammesso che R6 sia sufficientemente alta come valore resistivo.

E vediamone le ragioni: lo schema originale, quello in cui C1 si trova in funzione, è affetto da una anomalia di principio; infatti, il segnale di comando del transistore T2, applicato alla base attraverso C1, non può annullare completamente il ronzio all'uscita per il motivo che **il segnale di comando è contemporaneamente il segnale d'uscita.**

Al contrario, nello schema proposto dall'autore, nel quale R6 e C2 in serie pilotano il transistore T2, non vi è relazione diretta fra l'uscita e il segnale di comando o, più esattamente, non è più il segnale d'uscita che comanda T2.

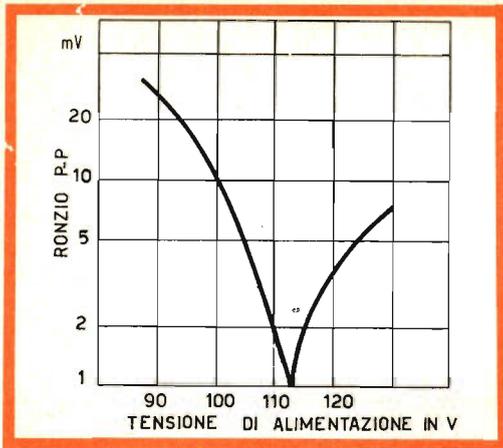



Fig. 2 - Variazione dell'ampiezza del ronzio in funzione della tensione di linea.

Fig. 4 - Curve di amplificazione di ronzio in funzione della tensione di linea.

Il valore del segnale di comando può essere regolato grazie a R6. In teoria si potrebbe ottenere l'annullamento completo del ronzio per una data tensione d'entrata. In pratica, a causa dello spostamento di fase, si ha sempre un leggero ronzio. Si annulla allora il ronzio applicando alla base di T1 un segnale di fase inversa. Quando l'ampiezza di questo segnale aumenta, il ronzio all'uscita dell'alimentatore si inverte per ciò che concerne la fase. In effetti, tutto avviene come se il ronzio divenisse negativo. La fig. 2 illustra bene questa inversione.

Come si vede, la tensione-ronzio si annulla per un valore corrispondente a quello di rete (valore nominale) ed aumenta assai rapidamente ai due lati dello zero. Il fenomeno permette di determinare praticamente il valore corretto di R6.

La fig. 3 rappresenta lo schema completo della alimentazione regolata. In figura 4 è indicato il livello picco-picco del ronzio in funzione della tensione di entrata. Come si vede. lo schema di fig. 3 differisce da quello di fig. 1. Fra tutti i circuiti sperimentati, quello di fig. 3 ha dato i migliori risultati. In fig. 4 si possono confrontare tre casi e il relativo ronzio: senza condensatore (C1 escluso), con condensatore e segnale di comando preso all'entrata.

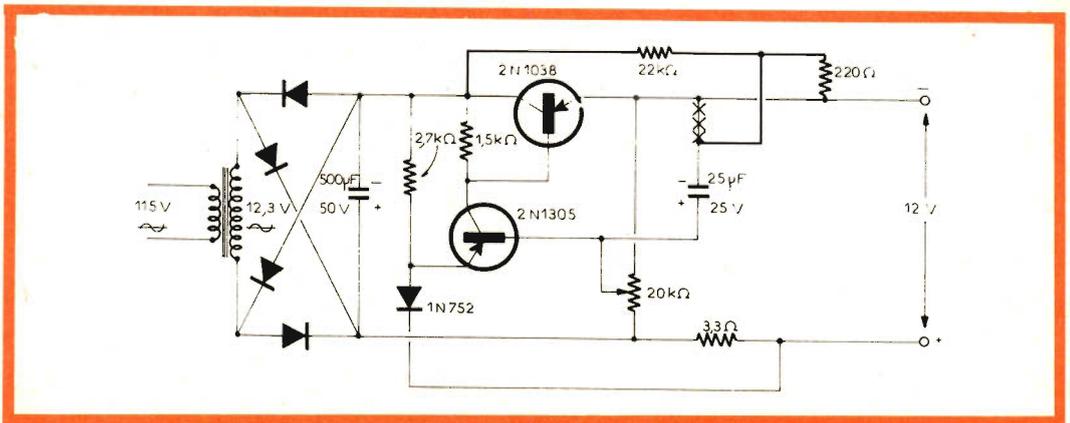



Fig. 3 - Schema completo dell'alimentatore stabilizzato.

a cura di P. Soati

NOTE TECNICHE RELATIVE AI TELEVISORI FIRTE - MODELLI MOGOL

I ricevitori per televisione MOGOL, 19" art. 233 e 23" art. 234, sono costruiti dalla FIRTE (Fabbrica Italiana Radio Televisione Elettronica).

Caratteristiche generali

I canali VHF e UHF ricevibili sono i seguenti:

Posizione del commutatore	Canali	MHz	Portante video	Portante audio
A	0	52,5 ÷ 59,5	53,75	59,25
B	1	61 ÷ 68	62,25	67,75
C	2	81 ÷ 88	82,25	87,75
D	3	174 ÷ 181	175,25	180,75
E	3 A	182,5 ÷ 189,5	183,75	139,25
F	3 B	191 ÷ 198	192,25	197,75
G	4	200 ÷ 207	201,25	206,75
H	5	209 ÷ 216	210,25	215,75
UHF		460 ÷ 900		

Scansione: 625 righe; Frequenza di scansione verticale: 50 Hz; Frequenza di scansione orizzontale: 15625 Hz; Larghezza del canale televisivo: 7 MHz; Ricezione video: modulazione di ampiezza negativa; Ricezione audio: modulazione di frequenza tipo intercarrier.

Alimentazione: è del tipo universale, adatta per reti da 110 V a 240 V e per frequenze comprese fra 42 e 60 Hz (asincrono). Il consumo è dell'ordine dei 160 W.

Valore delle medie frequenze: media frequenza video 45,75 MHz, media frequenza audio 41,25 (5,5 MHz).

Potenza audio: Massima circa 3,5 W. Con distorsione dell'ordine del 10%, 2,7 W circa.

Altoparlante laterale del tipo ellittico magnetodinamico.

Cinescopio 23AXP4 per il modello da 23" e 19BSP4 per il modello da 19". Deflessione magnetica e focalizzazione elettrostatica.

Dimensioni: 600 × 420 × 185 mm per il tipo da 19"; 720 × 510 × 180 mm per il modello da 23".

Peso: Modello 19", 23 kg senza imballo; Modello 23", 33 kg senza imballo.

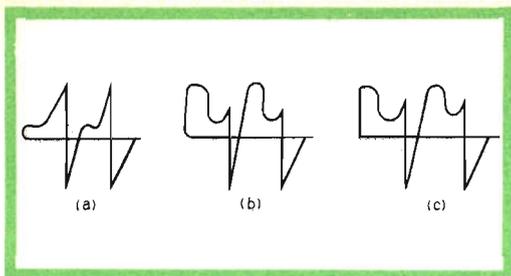



Fig. 1 - Curve di taratura dell'oscillatore orizzontale, a) e b) curve errate, c) curva esatta.

Valvole impiegate e loro funzione

V119 = EC86 triodo convertitore UHF; V120 = EC88 triodo amplificatore a radio frequenza; V112 = 7DJ8 (PCC88) doppio triodo amplificatore a radio frequenza; V113 = 9U8/9EA8 (PCF82) pentodo triodo mescolatore oscillatore; V115 = = 6BX6 (EF80) 1° amplificatore di media frequenza video; V116 = 6BX6 (EF80) 2° amplificatore di media frequenza video; V117 = 6BX6 (EF80) 3° amplificatore di media frequenza video; V127 = = 6DX8 (ECL84) pentodo triodo, finale video e separatore di sincronismo; V126 = = 12AU7 (ECC82) doppio triodo separatore sincronismo e oscillatore verticale; V124 = 6EM5 pentodo finale di quadro; V123 = 6SN7 doppio triodo comparatore di fase ed oscillatore orizzontale; V130 = = 25E5 (PL36) pentodo finale di riga; V131 = 1S2A diodo rettificatore dell'alta tensione; V121 = 6DE4 (6AU4) smorzatrice deflessione orizzontale; V114 = = 6BL8 (ECF80) pentodo triodo, amplificatore limitatore audio e CAG; V122 = = 6BM8 (ECL82) finale audio. Cinescopio.

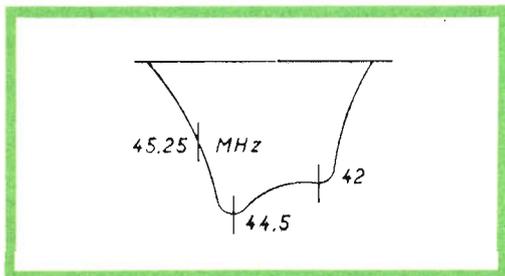



Fig. 2 - Curva di taratura della media frequenza video.

DIODI: OA210 (due) = rettificatori duplicatori di alimentazione: OA70 = rivelatore video; OA81 = soppressore modulazione di ampiezza; OA79 (due) discriminatori audio.

Norme per l'installazione

Qualora il televisore debba essere collegato ad un impianto di antenna esterna, allo scopo di ottenere un ottimo rendimento è opportuno attenersi alle seguenti norme:

a) La discesa di antenna, che serve per il collegamento dell'antenna al televisore, può essere effettuata con piattina bifilare da 300 Ω isolata in ottimo politene. In molti casi è preferibile, anche per ottenere una maggiore durata ed un ottimo schermaggio, usare del cavo coassiale da 75 Ω. Ciò comporta, come è noto, l'uso di un traslatore di bilanciamento da 300 Ω, essendo tale il valore d'ingresso del televisore.

b) Allo scopo di evitare la ricezione di onde riflesse le quali danno luogo ad immagini fantasma, è consigliabile l'uso di antenne molto direttive anche quando l'antenna ricevente è molto vicina alla stazione trasmittente cioè in presenza di segnali particolarmente forti.

c) Qualora a causa della forte intensità dei segnali la tenuta dei sincronismi sia piuttosto incerta, è necessario ritoccare il potenziometro che agisce sulla sensibilità.

TARATURE E CONTROLLI

Allineamento dell'oscillatore del Gruppo VHF

Qualora allo scopo di raggiungere un buon compromesso fra la ricezione delle immagini e quella del suono, sia necessario eseguire un ritocco dell'oscillatore, si può accedere con facilità all'organo regolatore attraverso l'apposito foro visibile togliendo la manopola di comando dei canali.

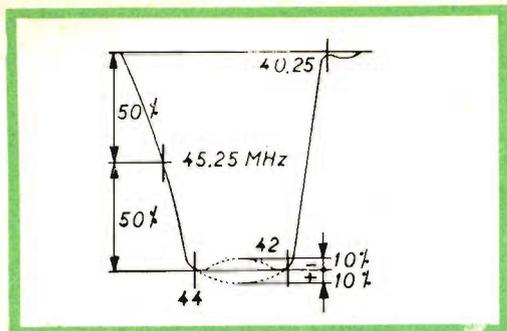



Fig. 3 - Curva totale di taratura della media frequenza video.

Fig. 4 - Curva di taratura del discriminatore.

Taratura dell'oscillatore orizzontale

Per eseguire la taratura dell'oscillatore orizzontale occorre effettuare le seguenti operazioni:

a) Collegare l'oscillografo al punto TP1 che corrisponde al centro di L402 con L400.

b) Regolare il nucleo di L400 ed il potenziometro R409 portandoli a metà corsa.

c) Regolare il nucleo di L402 sino ad ottenere il sincronismo orizzontale.

d) Regolare L400 in modo da ottenere un oscillogramma identico a quello contrassegnato con la lettera **c** in figura 1.

e) Allo scopo di ottenere una regolazione perfettamente centrata è necessario ritoccare L400 e L402 in modo tale che ad immagine sincronizzata si ottenga sempre la curva **c**. Il circuito volano risulterà tarato qualora effettuando la regolazione del nucleo di ± ½ giro si passi dalla curva **a** alla curva **b** di figura 1.

Taratura media frequenza video

È necessario disporre di un generatore sweep, di un oscilloscopio e di una batteria per negativo da 4,5 V.

L'oscilloscopio calibrato per una sensibilità di volt/cm 1, sul punto TP2.

Collegare il negativo sul punto di incrocio di R109 e R112 (pila a 4,5 V).

Portare il generatore sweep in posizione di Δ f = 10 MHz e collegare l'uscita come indicato più avanti.

Ruotare il comando di sensibilità tutto in senso antiorario.

Collegare il generatore sweep al piedino 2 (griglia controllo) della valvola 6BX6 V115, portando il gruppo in una posizione di folle. Regolare successivamente i nuclei relativi ai trasformatori di media FI 4, FI 3 e FI 2 fino ad ottenere una curva avente la forma di figura 2 e con i relativi marker nei punti indicati nella stessa.

Collegare il generatore sweep al punto TP4 sul gruppo a radio frequenza, sempre con il commutatore di canali in posizione di folle. Regolare il nucleo della trappola 40,25 MHz in modo da ottenere la massima induttanza. Tarare FI 1 e L5 fino ad ottenere la caratteristica regolazione a filtro di banda, quindi regolare la trappola 40,25 MHz fino ad ottenere la curva totale come da figura 3.

Taratura del discriminatore

Per eseguire la taratura del discriminatore sono necessari il generatore sweep a 5,5 MHz e l'oscilloscopio.

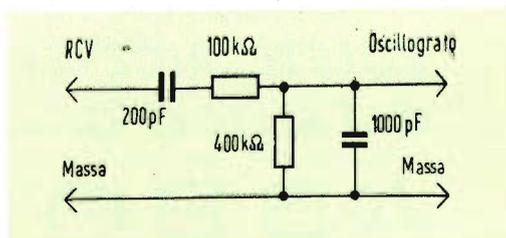



Fig. 5 - Circuito del rivelatore adatto per la taratura del filtro a 5,5 MHz.

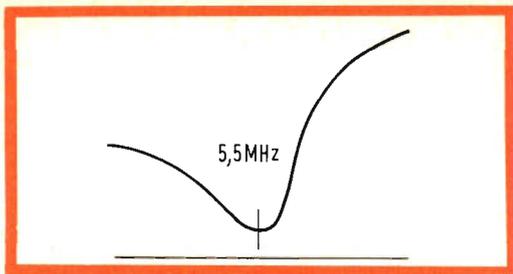



Fig. 6 - Curva di attenuazione a 5,5 MHz.

Ruotare il potenziometro di volume in senso antiorario fino ad ottenere il minimo volume possibile. Collegare il generatore sweep sul punto TP2 (30 mV) e l'oscilloscopio predisposto per 0,5 V/cm uscita a 3 V su TP3. Regolare il nucleo del primario del discriminatore fino ad ottenere il massimo dell'ampiezza ed il secondario in modo da ottenere una curva perfettamente simmetrica e che deve corrispondere a quella di fig. 4.

Taratura del filtro a 5,5 MHz

Sono necessari il generatore sweep 5,5 MHz e l'oscilloscopio.

Il generatore dovrà essere collegato al punto controllo TP2 e l'oscilloscopio al catodo del cinescopio tramite un rivelatore identico a quello di fig. 5.

Il potenziometro di contrasto dovrà essere ruotato in senso orario. Regolare il secondario della media frequenza audio e successivamente il primario, in modo da ottenere la massima attenuazione a 5,5 MHz come è mostrato in fig. 6.

Regolazione del CAG (Controllo automatico di guadagno)

La regolazione del CAG dovrà essere effettuata agendo nel seguente modo:

a) Portare il comando frontale di contrasto al massimo.

b) Regolare il comando posteriore di sensibilità fino ad ottenere una immagine fortemente contrastata e distorta quindi agire in senso contrario fino ad eliminare completamente la distorsione dell'immagine.

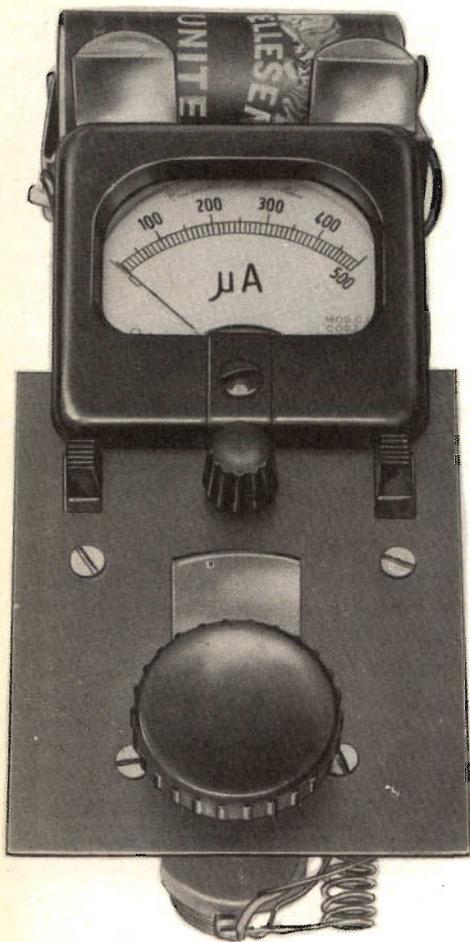
c) Portare su Locale il commutatore Distante-Locale se il segnale è forte e su Distante se il segnale è debole.

L'errata posizione di tale comando può dare luogo ad una immagine sbiadita, a causa del sovraccarico.

VOLETE RICEVERE TUTTI I 12 NUMERI DI SELEZIONE DI TECNICA RADIO - TV?

ABBONATEVI

VOLETE RICEVERE IN OMAGGIO IL CATALOGO GENERALE G.B.C. 1965?

ABBONATEVI

MISURATORE DI CAMPO

Determinare la frequenza di oscillazione di un circuito RF con una buona sensibilità di lettura e senza influenzare il circuito in esame, è la caratteristica prima dello strumento che descriviamo; quindi ondametro e misuratore di campo, con una sensibilità fondo scala di circa 1,5 mV.

La frequenza di lavoro di base è 28 MHz, variabile di ± 10 MHz, quindi il campo di frequenza delle trasmissioni radiantistiche: pensiamo in tal modo di soddisfare le richieste di tutti quei lettori che ci hanno sollecitato la descrizione di un semplice misuratore di campo che consentisse loro di effettuare la taratura dei piccoli trasmettitori per radio-comando.

Variando le costanti LC del circuito oscillante si può spostare la frequenza di risonanza del nostro ondametro e soddisfare così altre esigenze particolari, come potrebbe essere quella degli installatori di antenne televisive, ecc.

Il montaggio è realizzato in due parti distinte: una su circuito stampato, per quanto concerne tutti i circuiti di amplificazione in corrente continua e alimentazione, l'altro per il circuito d'alta frequenza con sistema tradizionale.

La bobina di sintonia L è stata saldata direttamente sulle pagliette di collegamento del condensatore C1: questo per limitare al massimo le perdite che, nel

campo delle frequenze su accennate, sono sensibili.

Nulla vieta però di prevedere per L1 il montaggio su un piccolo zoccolo, in modo che, sostituendo la bobina si possa coprire un più vasto campo di frequenze.

Il circuito elettrico

Gli elementi impiegati sono essenzialmente un diodo al germanio, un transistore e un microamperometro, oltre naturalmente a poche resistenze e condensatori.

Subito dopo l'introduzione commerciale del diodo al germanio, i radioamatori sperimentarono la grande versalità di questo componente usato come rivelatore negli indicatori d'intensità di campo.

A differenza del diodo a vuoto, il necessario per realizzare un misuratore di campo si riduceva così al circuito accordato LC e a uno strumento da 1 mA. fondo scala; i vantaggi inerenti al nuovo sistema erano: assenza di alimentazione, nessuna valvola, funzionamento istantaneo, peso ridotto, dimensioni limitatissime e semplice messa a punto. Uno strumento così realizzato però non funzionava sufficientemente bene, la sensibilità cioè lasciava un poco a desiderare; anche sostituendo al milliamperometro uno strumento più sensibile, i risultati non erano del tutto soddisfacenti.

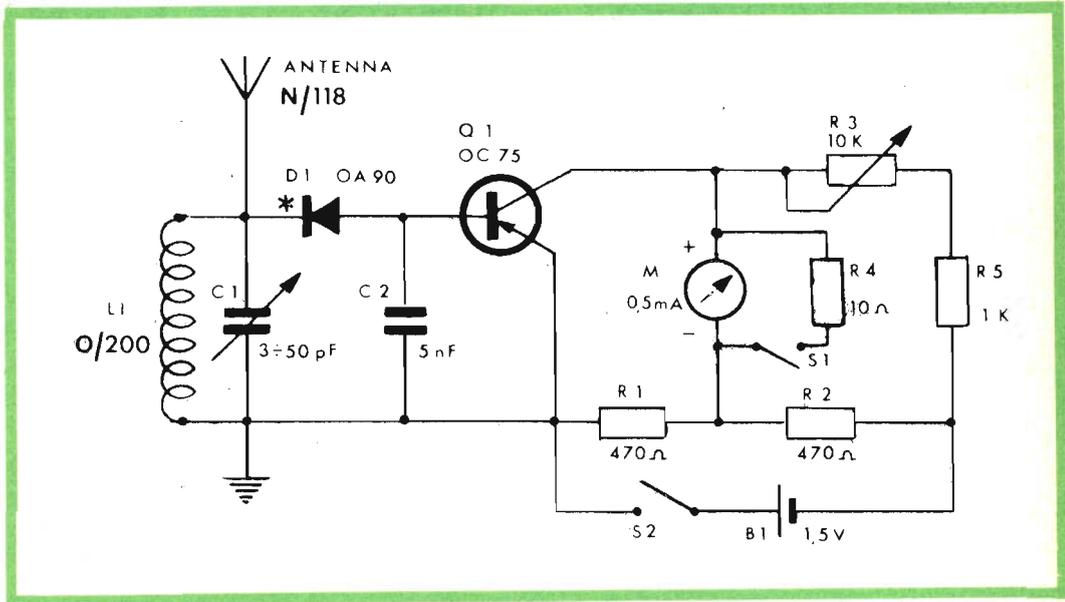



Fig. 1 - Scema elettrico del misuratore di campo.

L'avvento del transistore ha dato nuove possibilità: fermo restando il circuito oscillante e di rivelazione, si può impiegare efficacemente un transistore per amplificare in corrente continua il segnale captato dall'antenna e rivelato dal diodo al germanio. L'assieme del circuito transistore / amperometro diventa in effetti uno strumento ultra sensibile che funziona pilotato dal circuito oscillante.

La massima sensibilità RF fondo scala è di 1 mV efficace: sarà quindi possibile leggere sullo strumento valori di intensità di campo compresi tra 10 μV e 10 mV circa.

Il circuito elettrico è rappresentato dalla figura 1: L_1 e C1 sono il circuito oscillante, DI il diodo rivelatore, C2 il condensatore di livellamento del segnale rad-

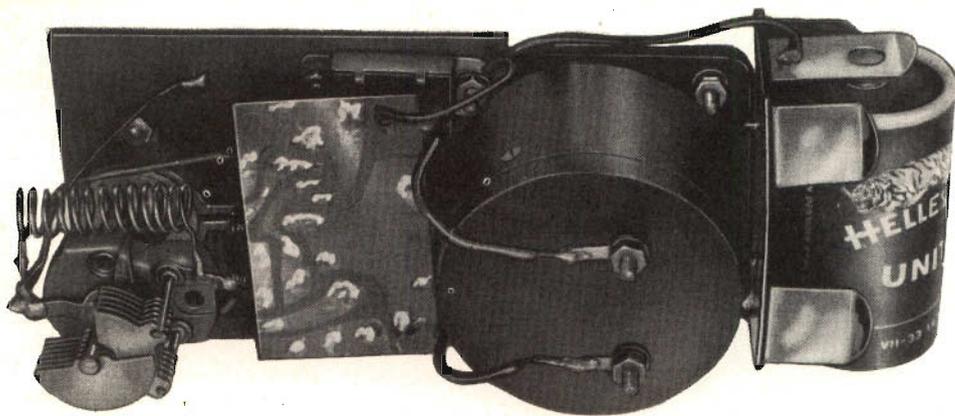



Fig. 2 - Come si presenta il montaggio, osservato posteriormente.

drizzato, Q1 è un transistore di tipo PNP scelto per un buon guadagno di corrente: nelle nostre prove di laboratorio è stato impiegato l'OC75 Philips che ha appunto un guadagno di circa 80. Comunque qualsiasi altro transistore può essere impiegato con soddisfazione, esempio l'OC70 - OC71 - OC 72 - 2N406 e simili.

Il carico del transistore è un circuito a ponte di Wheatstone: la lettura avviene su uno strumento da 0,5 mA. fondo scala ai capi del quale è derivato uno shunt, inseribile con un interruttore, che consente di estendere di 10 volte la lettura dello strumento.

L'alimentazione è assicurata da una pila da 1,5 V: essendo l'assorbimento limitatissimo la pila può essere collegata ininterrottamente per più di un mese. Per quanto riguarda l'antenna si può usare un semplice spezzone di filo meglio però collegare una piccola antenna a stilo tipo N/118 con la quale sarà possibile sintonizzarsi di volta in volta sulle varie frequenze di trasmissione; per quanto riguarda la ricezione delle trasmissioni televisive, oltre naturalmente all'impiego delle adatte bobine di sintonia, potrà essere necessario sostituire l'antennina a stilo con un vero e proprio dipolo da collegare con uno spezzone di piattina a 300 ohm tra la presa antenna e la massa dell'apparecchio.

Realizzazione pratica

Come accennato, il circuito è realizzato in due parti distinte, l'alta frequenza e la sezione amplificatrice in corrente continua; come mostrano chiaramente le fotografie di figura 2, la prima è realizzata montando tutti i vari componenti (bobina, antenna ecc.) direttamente sul compensatore C1. La parte amplificatrice è su circuito stampato, riportato dalla figura 4 in scala 1/1, cioè in dimensioni reali; il tutto viene fissato su una lastrina di bachelite o metallica, come meglio si crede, della quale la figura 5 dà tutte le dimensioni e le forature e la figura 6 la di-

Fig. 3 - L'antenna a stilo G.B.C. N/118 usata nel misuratore di campo descritto.

Fig. 4 - Il circuito stampato in grandezza naturale.

sposizione delle parti marcate su di essa. Comunque, più che dati precisi questi vogliono essere suggerimenti, in quantochè si lascia al dilettante la più ampia possibilità di scelta dei componenti e sistemazione delle varie parti: lo strumento funzionerà comunque e, a meno di non commettere errori grossolani di cablaggio; il tutto risulterà molto semplice e facile a realizzare.

Per quanto riguarda il circuito stampato, questo potrà essere autocostruito a patto di essere in possesso della scatola di montaggio « Print-Kit » disponibile presso tutte le sedi « G.B.C. »: seguendo la figura 4, segnare sulla lastrina di bachelite ramata tutte le forature che saranno successivamente eseguite nei diversi diametri. Con l'inchiostro speciale contenuto nella scatola, disegnare tutto il circuito, immergere successivamente nell'acido la piastrina e, una volta che questo ha agito sulla parte di rame non protetta, sciacquare in acqua corrente e pulire con un batuffolo di cotone imbevuto d'alcool.

Per il montaggio dei componenti sulla basetta stampata attenersi in tutto e per tutto alla figura 7; curare in modo parti-

Fig. 5 - Piastrina di supporto, le dimensioni sono state indicate in millimetri. Tutti i fori minori hanno il diametro di 35 mm.

Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul pannello metallico.

colare la giusta inserzione del transistore OC75. Ricordiamo che il punto rosso sta ad indicare il lato collettore, poi viene la base e quindi il collegamento d'emettitore. Il compensatore C1 è fissato al pannello frontale tramite un apposito riduttore di giri che demoltiplica, con rapporto 1 : 6, l'escursione della manopola di comando; come precedentemente accennato, il circuito LC1 risulta accordato a centro banda su circa 28 MHz, e la variazione del compensatore corrisponde a ± 10 MHz. Sul pannello fissare successivamente con viti e dadi lo strumento e i due interruttori a slitta: su questi ultimi andrà saldata la basetta di bachelite e il cablaggio potrà così essere completato eseguendo gli ultimi collegamenti col sistema tradi-

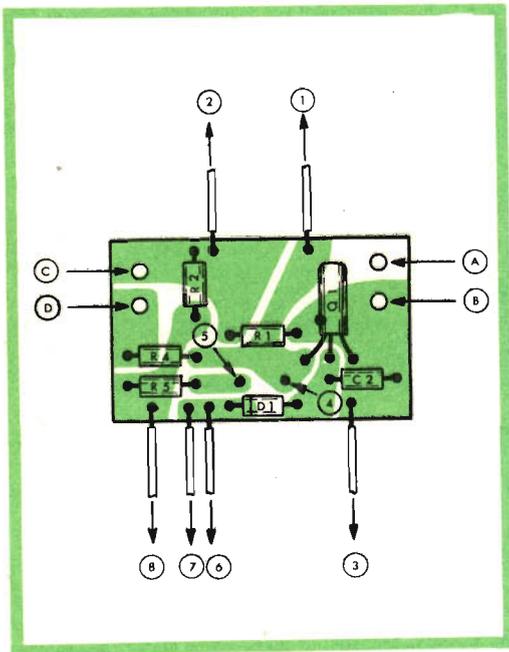



Fig. 7 - Disposizione delle parti sulla piastrina di bachelite recante il circuito stampato.

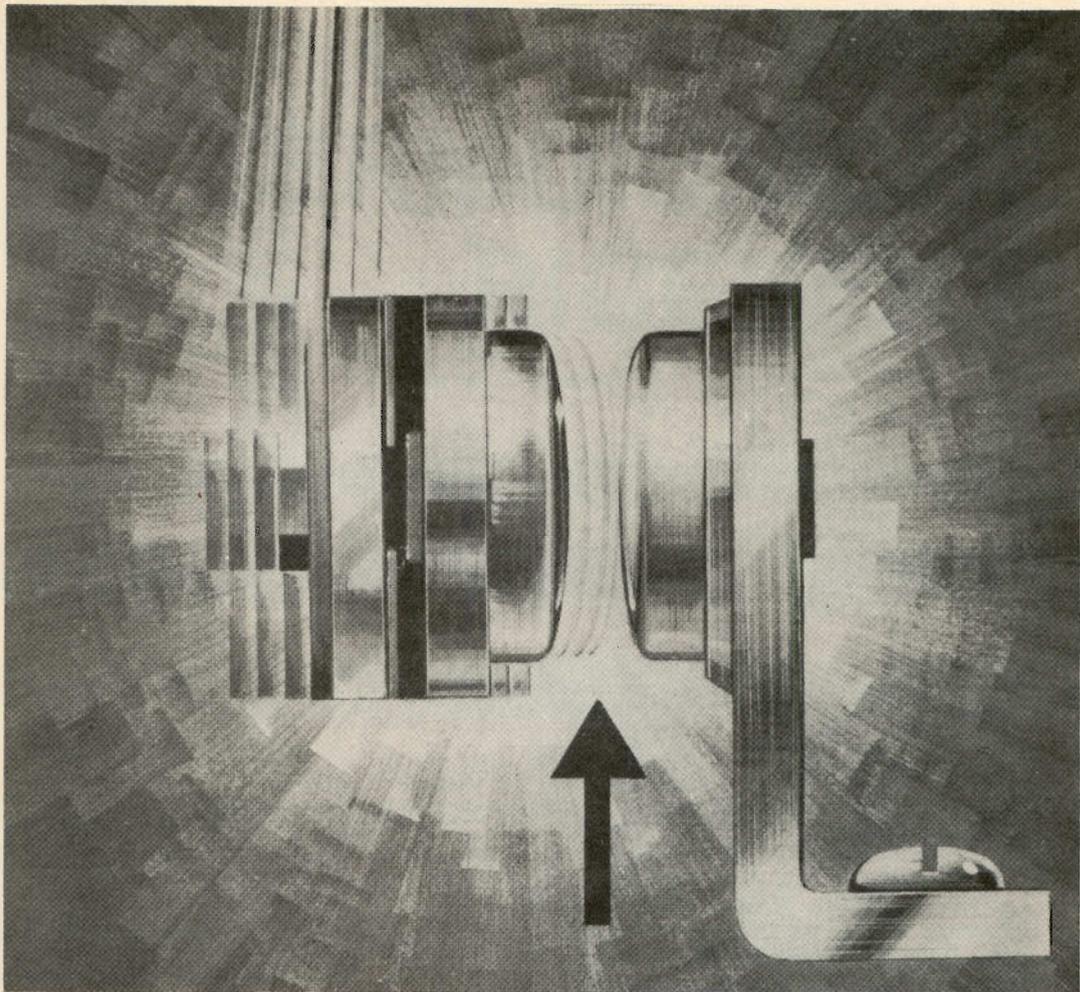
zionale. Ripetiamo di attenersi a quanto indicato nei disegni meccanici e nelle fotografie; ciò con particolare riguardo al circuito d'alta frequenza, per evitare indesiderabili attenuazioni del segnale di entrata e una risposta poco soddisfacente dell'intiero complesso.

Taratura

La migliore sorgente per la taratura è senz'altro un generatore di segnali campione del tipo capace di coprire il campo di frequenza da 5 a 100 MHz circa, preferibilmente sempre su fondamentale. Questo strumento può essere un grid-dip, ma non un oscillatore sweep, e inoltre il segnale non deve essere modulato: l'uscita del generatore va collegata alle prese antenna e terra del rivelatore di campo. Si sintonizzi il generatore di segnali su una determinata frequenza nel modo più preciso possibile, si regoli quindi il condensatore C1 per la massima deflessione dell'indice dello strumento. I valori in gradi letti sulla scala dello strumento per queste e successive frequenze di riferimento saranno poi riportate su un diagramma per ottenere una curva completa di taratura. Dovendo effettuare le misure di emittenti televisive, le frequenze di taratura devono essere quelle della portante video dei vari canali di trasmissione.

La scala dello strumento può essere tarata direttamente in μV o mV confrontando questo strumento con un altro tarato, funzionante in parallelo. Bisogna in questo caso tener presente che la risposta del diodo al germanio a livelli bassi del segnale RF, segue una legge approssimativamente quadratica, non lineare con la scala normale del microamperometro.

Così metà livello di segnale d'entrata si rivelerà con una deflessione della lancetta di un quarto di scala, un segnale di un decimo con un centesimo di deflessione della scala, e così via. Un altro fattore importante è che l'efficienza del diodo e il fattore di merito del circuito oscillante $Q = \frac{WL}{RS}$ decrescono via via che la frequenza aumenta, e ciò varia anche a secondo del tipo di diodo impiegato.

Ciò determina una deflessione dello strumento sensibilmente minore verso le frequenze più alte, per cui per ottenere una accuratezza più elevata sarà opportuno introdurre un fattore di correzione nel compilare la curva di taratura.

Only Electrolube* applied here, will remove tarnish ■ protect surfaces ■ prevent pitting and metal transfer ■ reduce arcing ■ prevent contact bounce ■ and only Electrolube* will improve conductivity and give extra reliability and longer life to all electrical contacts ■

*REGD. TRADE MARK

P0104

ELENCO DEI COMPONENTI IL MISURATORE DI CAMPO

Sigla	Descrizione	N° G.B.C.	Prezzo listino
L	Bobina d'accordo	O/200	50
Q1	Transistore PNP	OC/75	990
D1	Diodo	OA90	290
M	Microamperometro 500 μA F.S.	T/605	10.000
B	Batteria 1,5 V	I/736	200 netto
C1	Compensatore 3,5 - 50 pF	O/83	880
C2	Condensatore 5000 pF 150 V	B/179-1	38
R1	Resistenza 470 Ω ½ W 5 %	D/31	50
R2	Resistenza 470 Ω ½ W 5 %	D/31	50
R3	Potenziometro 10 KΩ lineare	D/202	360
R4	Resistenza 10 Ω ½ W 5 %	D/31	50
R5	Resistenza 1 KΩ ½ W 10 %	D/32	18
A	Antenna telescopica	N/118	2.200
S1	Interruttore	G/1155	144
S2	Interruttore	G/1155	144
	Manopola per D/202	F/390	126
	Manopola per 0/83	F/512	680
	Demoltiplica	G/215-2	2.100
	Porta batteria	G/286	320

IL SISTEMA « TWO-GATE » ESTENDE LE POSSIBILITA' DEI TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

Col nuovo sistema di impiego denominato « two-gate » dei transistori ad effetto di campo (« FET »), sono possibili applicazioni pratiche con frequenze più elevate. Si tratta di uno dei più promettenti tra i circuiti solidi di nuova concezione. Il sistema « dual-gate », escogitato dalla Siliconix Inc., differisce dalla struttura convenzionale a « canale diffuso », basato sull'impiego di un gate » a diffusione singola.
Con questa nuova disposizione, il dispositivo presenta solo la metà del valore di capacità parassita che caratterizza l'ultimo dispositivo « single-gate » prodotto dalla Fabbrica, (della serie 2N3376/77), per cui, un efficace guadagno nella larghezza di banda dovrebbe essere attuabile nella gamma compresa tra 50 e 75 MHz. In un involucro del tipo TO-18, il dispositivo ad effetto di campo presenta una capacità pari all'incirca a 2,5 picofarad, il che risulta inferiore al valore di 3,2 picofarad che sussiste per le unità « single-gate » nella medesima confezione. Il dispositivo « single-gate » aveva un valore tipico di transonduttanza di 1.500 microohm, per cui la larghezza di banda di guadagno ottenibile era possibile nella gamma compresa tra 30 e 50 MHz.
Le applicazioni più promettenti del nuovo dispositivo sono probabilmente nel campo dei circuiti di amplificazione video e di Media Frequenza. Oltre a ciò, dal momento che la corrente « gate » del dispositivo « dual-gate » equivale ad un terzo di quella del sistema « single-gate », pari all'incirca ad 1 microampère, il nuovo dispositivo sembra essere promettente anche nel campo di applicazione degli strumenti di misura, come — ad esempio — un elettrometro.

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

a cura di L. Biancoli

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte prima - CONSIDERAZIONI GENERALI

Qualsiasi trattato di elettronica, sia a carattere divulgativo che a livello scientifico, necessita — per il suo logico svolgimento — dell'elaborazione didattica delle nozioni fondamentali di elettrologia e di elettronica.

Questa serie di articoli, che ha inizio in queste pagine, prescinde — come abbiamo premesso — dalla normale struttura organica di un corso. Di conseguenza, si intendono già acquisite in precedenza tutte le nozioni relative agli altri componenti che — oltre alle valvole — vengono usati nelle apparecchiature elettroniche.

In queste pagine verranno presi in considerazione unicamente gli argomenti relativi al progressivo sviluppo delle valvole riceventi, sulla scorta di una documentazione pubblicata dalla nota fabbrica R.C.A. In questo primo articolo, oltre ad un breve accenno alla teoria molecolare, tratteremo in forma concisa della storia delle valvole termoioniche, e tracceremo per grandi linee la loro evoluzione nel tempo, fino a considerare sommariamente le valvole di concezione più moderna.

La valvola termoionica è un dispositivo che può essere considerato a ragion veduta meraviglioso sotto molti aspetti, anche se — in molti casi — esse sono state soppiantate dai transistori, o comunque dai dispositivi a semi-conduttori.

La valvola, considerata in base ai suoi principi di funzionamento, rende possibile la realizzazione di applicazioni concettualmente sorprendenti, con una precisione ed una sicurezza che possono essere definite fantastiche.

Si tratta — in sostanza — di uno strumento enomemente sensibile e preciso, che costituisce il risultato degli sforzi coordinati di ricerca, compiuti in tutto il mondo da numerosi tecnici e scienziati.

La realizzazione su scala industriale di questi dispositivi comporta l'impiego di materiali provenienti da ogni angolo del globo terrestre.

Nonostante — ripetiamo — l'avvento dei transistori, il loro impiego è tuttora diffuso in tutto il mondo, e le possibilità future che esse offrono, persino alla luce dei progressi conseguiti più di recente, sono prevedibili solo in minima parte: ciò in quanto ogni applicazione escogitata apre continuamente nuovi campi di applicazione, e dà adito a nuovi progetti.

L'importanza della valvola termoionica agli effetti delle realizzazioni tecniche e scientifiche risiede nella **attitudine che essa presenta a controllare in modo presso-**

ché istantaneo il movimento attraverso uno spazio vuoto (ossia privo di aria) di milioni di elettroni forniti da un elettrodo denominato **« catodo »**.

La valvola esercita questa azione di controllo con un consumo di energia che può essere considerato — nella maggior parte dei casi — assolutamente trascurabile. Inoltre, dal momento che la valvola ha un funzionamento — ripetiamo — pressoché istantaneo, essa può funzionare con precisione elevata e con notevole rendimento, con frequenze elettriche assai più elevate di quelle che possono essere normalmente trattate o elaborate mediante macchine elettriche rotanti.

GLI ELETTRONI

L'intero complesso della materia a noi nota esiste in tre diversi stati, che vengono definiti **solido, liquido** e **gassoso.** Questi tre stati della materia sono assolutamente indipendenti dalla suddivisione della materia stessa in minutissime particelle, note col nome di **« molecole »**, le quali — a loro volta — sono costituite da **« atomi »**.

In linea di massima, gli atomi possono essere definiti come sistemi organizzati di particelle, del tutto analoghi ad un sistema planetario, come quello del quale fa parte il nostro globo terrestre. Infatti, come i pianeti ruotano intorno al sole, gravitando intorno ad esso con un moto a ritmo costante, e seguendo orbite prestabilite, così gli atomi sono costituiti da un **nucleo centrale** (che compie la medesima funzione del sole) avente una **« carica elettrica positiva »**, intorno al quale ruotano minutissime **« cariche di elettricità negativa »**, note col nome di **« elettroni »**. Questi ultimi si comportano intorno al nucleo esattamente nel medesimo modo in cui si comportano i pianeti che ruotano intorno al sole.

Gli scienziati, con assidue ricerche e con prove sperimentali assai complesse, hanno potuto stabilire con sufficiente esattezza che il peso di un elettrone ammonta approssimativamente a 9×10^{-28} grammi, ed hanno inoltre potuto accertare che essi hanno la possibilità di spostarsi nello spazio, con una velocità che può raggiungere diverse migliaia di chilometri al minuto scondo.

Il moto degli elettroni è suscettibile di subire una certa accelerazione, in seguito all'applicazione di una certa quantità di energia, che può assumere diversi aspetti: il **calore** — ad esempio — è una forma di energia che può essere usata vantaggiosamente per determinare una notevole accelerazione della velocità con la quale gli elettroni si spostano nello spazio.

Per fare un esempio pratico, possiamo citare il caso in cui la temperatura di un metallo viene fatta aumentare gradatamente: ciò determina un aumento della velocità con la quale gli elettroni facenti parti degli atomi che costituiscono il metallo, si muovono nella medesima struttura atomica del metallo al quale appartengono.

Non appena quest'ultimo raggiunge una temperatura sufficientemente elevata, alcuni elettroni possono raggiungere una velocità tale da acquistare una forza viva che ne consente **l'allontanamento** dalla superficie del corpo al quale appartengono, in seguito alla rottura dei legami che precedentemente li trattenevano.

Questo fenomeno, che si manifesta in modo assai più pronunciato quando il metallo viene portato alla temperatura necessaria in un ambiente delimitato, nel quale sia stato praticato il vuoto, è alla base del principio di funzionamento di tutte le valvole termoioniche, in quanto permette — come vedremo meglio più avanti — di creare la corrente di elettroni attraverso il vuoto, sulla cui presenza si fonda il funzionamento di una valvola.

Una valvola termoionica è costituita essenzialmente da un **catodo,** avente il compito di fornire gli elettroni, e da **uno o più elettrodi supplementari,** aventi il compito di controllare e di raccogliere i suddetti elettroni. Tutti questi elettrodi sono racchiusi in un involucro — di vetro o di altro materiale che non può essere attra-

versato da sostanze allo stato gassoso — nel quale è stato praticato un certo grado di vuoto.

IL CATODO

Come già abbiamo accennato, il catodo può essere definito una parte essenziale di una valvola elettronica, in quanto costituisce la fonte dalla quale provengono gli elettroni necessari per il suo funzionamento.

Quando una certa quantità di energia viene applicata sotto una determinata forma al catodo, si verifica la liberazione di elettroni, che vengono così a trovarsi nello spazio circostante al catodo stesso. Per ottenere questo fenomeno di emissione, una delle forme di energia di maggiore impiego è appunto il **calore.**

Esistono due tipi principali di catodi, con i quali è possibile ottenere l'emissione di elettroni mediante applicazione di energia sotto forma di calore. Il primo tipo, che ha consentito la realizzazione di quella valvola che può essere considerata come capostipite della serie interminabile realizzata col conseguimento dei progressi successivi, è il tipo detto **« a riscaldamento diretto »,** le cui caratteristiche principali sono illustrate alla **« fig. 1-A ».**

Questo tipo di catodo è costituito semplicemente da un filamento metallico, che si riscalda come quello di una comune lampadina elettrica, quando viene percorso da una corrente.

Un altro tipo di catodo, detto invece **« a riscaldamento indiretto »,** consiste in un filamento, che assume il ruolo di elemento produttore della temperatura necessaria, racchiuso in un manicotto di metallo. Quest'ultimo — a sua volta — agisce semplicemente da supporto nei confronti di un materiale speciale, applicato sulla sua superficie esterna, avente una particolare attitudine a liberare elettroni, quando viene portato ad una certa temperatura. Il calore sviluppato dal filamento a causa della corrente elettrica che lo percorre, si trasmette al manicotto metallico, e — grazie alla sua elevata conduttività termica — porta alla medesima temperatura lo strato di materiale applicato all'esterno.

Fig. 1-A - Struttura fondamentale di un catodo a riscaldamento diretto. I due terminali (1 e 2) fanno capo ad altrettanti piedini facenti parte dello zoccolo della valvola. La tensione di accensione viene applicata appunto tra i suddetti piedini.

Il Catodo a Riscaldamento Diretto

Il catodo del tipo a filamento, o a riscaldamento diretto, come quello illustrato alla fig. 1-A, può essere classificato con maggiori dettagli, mediante l'identificazione sia del metallo che costituisce lo stesso filamento, sia del materiale che è stato applicato sulla sua superficie esterna, e che facilita l'emissione di elettroni.

I metalli di impiego più comune per questo tipo di impiego sono il tungsteno, ed il tungsteno al torio, nonchè i metalli rivestiti esternamente con ossidi alcalino-terrosi. I filamenti di tungsteno, grazie alla particolare attitudine da parte di questo metallo ad emettere elettroni quando raggiunge una certa temperatura, non richiedono l'applicazione all'esterno di un materiale emittente.

I filamenti costituiti da metallo puro devono essere portati ad una temperatura assai elevata corrispondente ad un colore di incandescenza bianco abbagliante) per determinare l'emissione di elettroni. Ciò comporta un notevole consumo di energia, e rende assai critica la durata dello stesso

filamento, il quale è suscettibile di fondere, e quindi di interrompersi, con estrema facilità.

Al contrario, i filamenti provvisti di uno strato di materiale emittente ottengono il medesimo risultato con temperature più ridotte, pari cioè a circa 1.700 °C (corrispondente ad un colore di incandescenza giallo); ci riferiamo al caso del tungsteno al torio, col quale si ottiene un minor consumo di energia per determinare l'emissione di elettroni, e — nel medesimo tempo — una maggiore durata.

Il metodo che consente i risultati più sodisfacenti consiste nell'aplicazione di sostanze **alcalino-terrose** sotto forma di un rivestimento su di un filo o su di una piattina, in lega a base di nichel. Questo rivestimento, che viene applicato sul filamento facendone essiccare uno strato di un certo spessore, permette di ottenere una emissione elettronica abbondante, con temperature relativamente basse, pari a circa 700-750° C (corrispondente ad un colore di incandescenza rosso scuro).

Con questo sistema, oltre ad ottenere un consumo di energia assai più limitato di quello riscontrato nei casi considerati in precedenza, si ottiene una sicurezza di funzionamento notevolmente maggiore, e ciò in quanto — essendo necessaria una temperatura assai inferiore — diminuiscono notevolmente le probabilità che il filamento fonda in un determinato punto, interrompendosi.

I materiali usati per costituire il rivestimento esterno che facilita l'emissione di elettroni sono di diversa natura, e vengono scelti in base alle esigenze di funzionamento della valvola.

Un'ultima caratteristica che riteniamo opportuno citare nei confronti dei catodi a filamento, consiste nel fatto che essi possono essere costituiti da un unico tratto, come appunto nel caso della fig. 1-A, per il cui funzionamento esiste una sola possibilità di alimentazione. L'accensione di questo filamento viene effettuata infatti mediante l'applicazione di una tensione di valore determinato, tra le due estremità del filamento (1 e 2). Tale tensione pro-

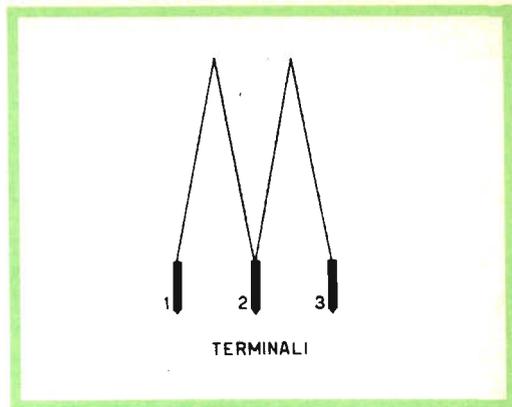



Fig. 1-B - Struttura di un filamento con presa centrale. Consiste in due sezioni, in serie tra loro, che possono essere alimentate in serie, oppure in parallelo. Nel caso di alimentazione in serie, il piedino n° 2, corrispondente alla presa centrale, non viene utilizzato.

voca il passaggio di una corrente, la cui intensità dipende esclusivamente dalla resistenza ohmica che il filamento stesso assume quando ha raggiunto la temperatura di funzionamento.

Il valore di questa tensione viene dichiarato dal fabbricante, e non deve essere superato, in quanto — in tal caso — si provoca attraverso il filamento il passaggio di una corrente di intensità maggiore di quella necessaria. Se da un canto ciò può favorire l'emissione di elettroni, dall'altra compromette la durata del filamento. Per contro, se viene applicata una tensione inferiore, si ottiene ovviamente una temperatura inferiore, la quale determina una emissione di elettroni in quantità inferiore alla normale.

La « **fig. 1-B** » illustra un altro tipo di filamento, sostanzialmente uguale al primo, ma provvisto di una presa centrale. In questo caso, esistono due possibilità di alimentazione: una consiste nell'applicazione di una data tensione tra le due estremità del filamento (1 e 3), come nel caso di « **fig. 2-A** », trascurando di usare il collegamento alla presa centrale (2). La seconda possibilità consiste nel corto-circuitare tra loro le due estremità, come illustrato alla « **fig. 2-B** », e nell'applicare tra queste ulti-

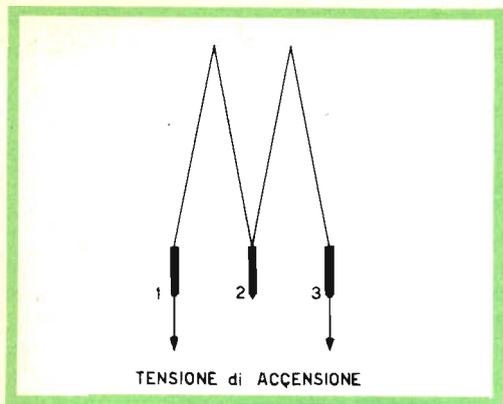



Fig. 2-A - Impiego di un filamento del tipo di Fig. 1-B, con alimentazione in serie dei due settori. La tensione da applicare equivale alla somma delle tensioni necessarie per i singoli settori mentre la corrente di accensione ha la medesima intensità di quella necessaria per alimentare un solo settore.

me collegate tra loro, e la presa centrale, una tensione pari alla metà di quella necessaria nel caso precedente. Ovviamente, quando i due tratti del filamento vengono alimentati **in serie** (fig. 2-A), la corrente che circola nel filamento stesso è di intensità pari alla metà di quella che circola nel caso di alimentazione in parallelo, nel modo illustrato alla fig. 2-B.

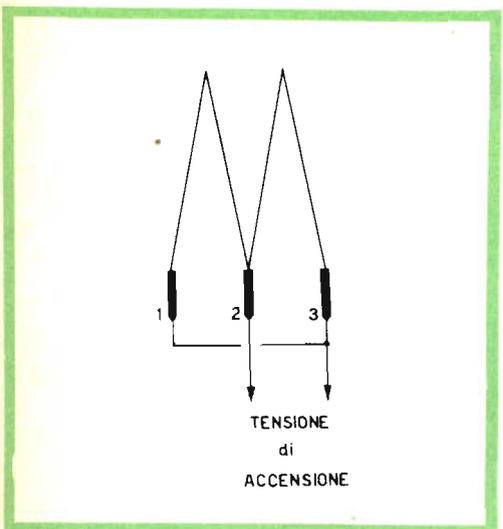



Fig. 2-B - Impiego di un filamento del tipo di Fig. 1-B, con alimentazione in parallelo dei due settori. In questo caso, la tensione da applicare è pari alla metà di quella necessaria nel circuito di Fig. 2-A, mentre l'intensità della corrente di accensione risulta di valore doppio.

I catodi del tipo a filamento o ad accensione diretta vengono adottati in tutti quei tipi di valvole che sono destinati allo impiego in apparecchi alimentati con batterie, e ciò in quanto è ovviamente desiderabile sottoporre le batterie di alimentazione al minimo consumo possibile.

Per chiarire meglio questo concetto, occorre considerare che il rendimento che si ottiene quando lo stesso filamento che si riscalda provvede ad emettere elettroni, è certamente maggiore di quello che si ottiene quando il filamento ha invece il solo compito di riscaldare un manicotto di metallo, il cui rivestimento esterno provvede all'emissione (catodo ad accensione indiretta).

I catodi ad accensione diretta possono però essere alimentati anche in corrente alternata, e — come vedremo meglio in seguito — ciò si verifica in modo particolare nel caso delle valvole usate come raddrizzatrici della corrente alternata.

Il Catodo a Riscaldamento Indiretto

Abbiamo già accennato brevemente alla struttura di principio di un catodo a riscaldamento indiretto. La superficie emittente rivestita di un materiale speciale viene mantenuta alla temperatura necessaria, mediante un filamento costituito generalmente da tungsteno o da una lega di questo metallo. Il filamento è predisposto all'interno del tubetto che costituisce il catodo propriamente detto, nel modo illustrato alla « **fig. 3** », ed è da questo isolato elettricamente.

Come è facile intuire, il filamento ha soltanto il compito di produrre la quantità di calore necessaria affinché lo strato emittente raggiunga la temperatura di emissione. Ciò significa che il filamento stesso non prende parte alcuna all'emissione diretta di elettroni.

Recentemente, è stato scoperto un nuovo elemento di riscaldamento **senza produzione di luce,** grazie alle caratteristiche di un particolare rivestimento isolante.

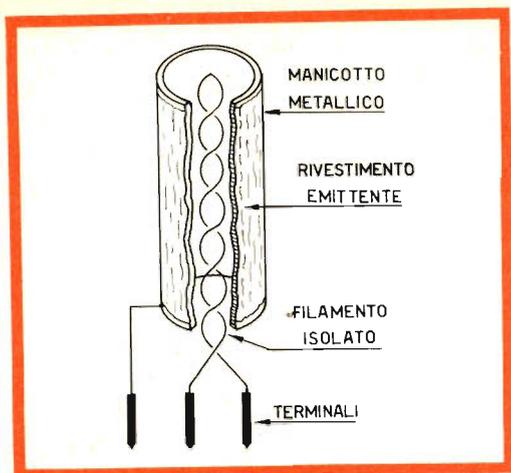



Fig. 3 - Struttura di principio di un catodo a riscaldamento indiretto. Come si può osservare, il filamento è intrecciato, ed è sistemato all'interno del tubetto che supporta il rivestimento emittente. Tra il tubetto stesso ed il filamento non si deve avere alcuna possibilità di passaggio di corrente elettrica.

Questo nuovo elemento determina una migliore caratteristica di trasferimento di energia termica, e rende possibile il funzionamento con temperature notevolmente più basse.

Dal momento che la resistenza alla trazione meccanica da parte di un filamento risulta tanto maggiore quanto minore è la temperatura, le valvole nelle quali viene usato questo tipo di filamento presentano una maggiore sicurezza di funzionamento, una maggiore stabilità, ed una maggiore durata.

Le valvole provviste di catodo a riscaldamento indiretto si prestano particolarmente all'impiego con alimentazione a corrente alternata, e ciò in quanto la suddetta corrente alternata **non circola nel medesimo circuito attraverso il quale scorrono gli elettroni emessi dal catodo.** Come vedremo meglio in seguito, ciò è assai importante, in quanto vengono evitati i fenomeni di interferenza tra la corrente alternata di accensione, ed il segnale elaborato della valvola.

Un ulteriore vantaggio del catodo a riscaldamento indiretto consiste nel fatto che il suo impiego rende attuabile la realizzazione di un tipo di valvola, caratterizzato da una **brevissima distanza tra il catodo stesso e gli altri elettrodi in essa contenuti.** In tal modo, è possibile ottenere un rendimento assai più elevato. Questa possibilità si rivela assai utile sia agli effetti della rettificazione di una corrente alternata, sia agli effetti della amplificazione e della produzione di oscillazioni.

In pratica, si può affermare che — a causa dei numerosi vantaggi derivanti dall'impiego di catodi ad accensione indiretta — la maggior parte delle valvole, ad eccezione di quelle destinate all'impiego in apparecchiature alimentate a batteria, sono munite di catodi di questo tipo.

TIPI GENERALI di VALVOLE

L'emissione di elettroni internamente ad una valvola termoionica non è di alcuna utilità, a meno che gli elettroni non vengano sottoposti all'influenza di determinati elettrodi. Per questo motivo, una valvola non può essere costituita soltanto da un elettrodo che provveda ad emettere gli elettroni.

Per prima cosa, occorre che gli elettroni emessi vengano raccolti da un elettrodo, presente nel medesimo involucro sotto vuoto in cui è contenuto il catodo.

In base al principio che le cariche elettriche eguali si respingono, mentre quelle opposte si attraggono a vicenda, affinchè questo secondo elettrodo possa raccogliere gli elettroni, è indispensabile che ad esso venga applicato un **potenziale positivo.**

Oltre a ciò, la corrente di elettroni che viene a stabilirsi tra l'elettrodo emittente (catodo), e l'elettrodo raccoglitore (che prende il nome di « **anodo** ») può essere variata agli effetti sia della velocità, sia dell'intensità, ad opera di altri elettrodi, posti tra i primi due.

Questi elettrodi vengono definiti col nome di « **griglia** », in quanto la loro struttura richiama appunto tale concetto. Gli elettroni che si spostano internamente alla valvola passano tra le maglie di queste griglie, e — a seconda dell'ammontare e della polarità del potenziale ad esse appli-

cato — possono influenzare il passaggio **accelerandolo** o **impedendolo,** in parte o totalmente.

Questa possibilità ha consentito la realizzazione di numerosi tipi di valvole, definite, come vedremo, in base al numero di elettrodi che le compongono, ed aventi caratteristiche tali da permetterne l'impiego per amplificare deboli correnti alternate, per separare l'una dall'altra due tipi di correnti alternate miscelate, per mescolare due correnti alternate di diversa frequenza, per modificare la forma d'onda di un segnale, per produrre oscillazioni elettriche, e per altre applicazioni che esamineremo in altre occasioni in dettaglio.

Per questi motivi, esistono valvole **« rettificatrici, amplificatrici, rivelatrici, mescolatrici, oscillatrici »**, ecc.

Inoltre, a causa della tendenza in ogni campo ad aumentare la compattezza delle apparecchiature elettroniche, per ragioni di spazio e di economia, sono stati realizzati tipi di valvole contenenti più di una valvola, nel medesimo bulbo. Si tratta di **« valvole multiple »**, realizzate in numerosissime versioni.

Infine, accenneremo brevemente al fatto che — quando una corrente di elettroni viene ad urtare contro una superficie sulla quale è distribuito in modo uniforme un materiale di natura particolare, l'urto determina la produzione di una certa quantità di luce. Questo è il principio che ha consentito la realizzazione del **« tubo a raggi catodici »**, che è alla base del funzionamento della televisione.

La **« fig. 4 »** illustra l'aspetto di alcuni tipi di valvole termoioniche, tra le quali si notano esemplari di dimensioni maggiori, appartenenti alla gamma della vecchia produzione. Le valvole più piccole sono invece appartenenti alla gamma della produzione moderna, tendente appunto a ridurre al minimo le dimensioni di ingombro, senza nulla sacrificare agli effetti delle prestazioni, e — al contrario — migliorandole.

La **« fig. 5 »** illustra invece alcuni tubi a raggi catodici. I tipi di minori dimensioni, aventi lo schermo di forma rotonda,

Fig. 4 - Esempi di valvole di produzione commerciale. I tipi di maggiori dimensioni appartengono alla vecchia produzione, sebbene alcuni esemplari vengano ancora prodotti, sia per consentire la sostituzione di quelle fuori uso, sia per i casi in cui occorra disporre di forti potenze. Gli esemplari di minori dimensioni fanno parte invece della produzione moderna.

vengono usati esclusivamente negli strumenti di misura denominati **« oscilloscopi »**, grazie alla possibilità che essi offrono — come il loro stesso nome asserisce — di osservare la forma d'onda di oscillazioni elettricche.

I tipi più grandi, aventi uno schermo di forma rettangolare, con gli spigoli raccordati, vengono invece impiegati per la riproduzione delle immagini televisive.

L'argomento del prossimo tema verterà sui principi di funzionamento del tipo più semplice di valvola, ossia del diodo.

Fig. 5 - Esempi di tubi a raggi catodici. Sono costituiti da una parte tubolare, contenente il dispositivo che fornisce gli elettroni che urtano contro lo schermo, e da una parte ad imbuto, chiusa all'estremità dallo schermo stesso. Gli esemplari più piccoli vengono impiegati negli strumenti di misura, mentre i tipi di maggiori dimensioni servono per la realizzazione dei ricevitori televisivi.

If It's Plastic It can be repaired in minutes With

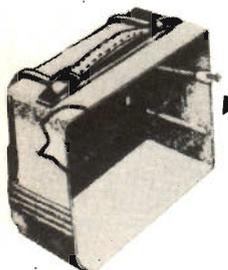
Plas-T-Pair

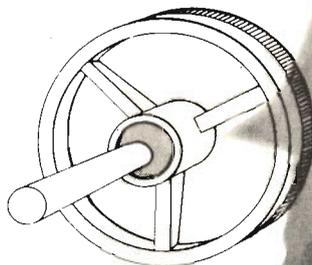
The First & Only PRICE ONLY

Plastics Repair Kit

Makes Repair Easier and Better

Missing Parts

can be poured on, using foil for a form or molded on as a plastic dough.

New Screw Post in one minute

This Knob . . .

was repaired in less than one minute of working time

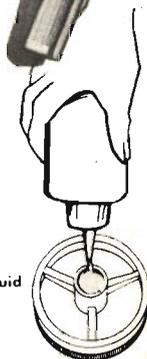
MIX AND POUR OVER BREAK:

Radio cabinets which have been broken in half can easily be repaired so well that it is practically impossible to see where the break was.

Try it . . . Test it

Seeing is Believing

This knob was repaired as follows:

- Spray powder into shaft hole
- Wet with a few drops of the liquid
- Let set a few minutes to jell
- Push onto greased shaft

repair

SOLDER GUNS	TOOLS
V.O.M. CASES	AUTOMOTIVE
REPAIR CLOCKS	PLASTIC PARTS
REFRIG. TRAYS	BOATS
TOYS	PLEXIGLAS
HAIR BRUSHES	AIRCRAFT
APPLIANCES	INSTRUMENTS
OPTICAL FRAMES	LEATHER
DENTURES	WOOD
TYPEWRITERS	FISHING TACKLE

• Your customers will thank you for telling them about it.

NUOVO ADESIVO PER MATERIE PLASTICHE

PLAS-T-PAIR

Questo nuovo tipo di cemento consente di incollare permanentemente qualsiasi tipo di materiale benchè sia stato studiato in modo particolare per le materie plastiche.

Più che un collante, il Plas-T-Pair è da considerarsi un apporto di materiale: infatti, se impiegato appropriatamente, fa tornare l'oggetto come nuovo. Il grado di finitura del lavoro dipende solamente dall'abilità del riparatore.

La confezione normale prevede due distinti flaconcini, uno con il diluente e l'altro con una speciale polvere polivinilica trasparente; a questo proposito sono disponibili, a richiesta, tutti i colori per formare un impasto della tonalità desiderata.

Istruzioni per l'uso

L'oggetto da riparare o la superficie devono essere accuratamente preparate affinchè il cemento possa essere impiegato in modo soddisfacente: per questo scopo occorre, innanzitutto, sgrassare accuratamente le superfici, togliere eventuali strati di vernice, ecc. Successivamente, con carta vetrata o smeriglio, raschiare e ravvivare tutta la zona da incollare. A questo punto, due sono le soluzioni possibili e consentite dal Plas-T-Pair: se è necessario soltanto avvicinare due parti incrinate, è sufficiente usare il diluente versandone alcune gocce fra le superfici da incollare. Se invece si deve creare un apporto di materiale, se, cioè, deve essere ricostruito parte del pezzo rotto e comunque irrecuperabile, occorre usare sia il diluente sia il preparato polivinilico, i quali dovranno essere accuratamente mischiati sino ad ottenere un composto più o meno denso, a seconda delle caratteristiche della riparazione.

Per un impiego normale il rapporto potrebbe essere: una parte di diluente e due parti di cemento, ma ripetiamo che la giusta miscela dovrà essere determinata volta per volta secondo l'impiego specifico. In determinati casi, infatti, è utile usare miscele molto dense che possono essere plasmate a mano e modellate nelle forme volute; in altri casi, al diluente sarà sufficiente aggiungere una piccolissima quantità di cemento e il composto così ottenuto potrà essere fatto filtrare agevolmente nell'incrinatura di un mobile rotto, o in altre posizioni poco accessibili dall'impasto vero e proprio.

Fig. 1 - Esempio di impiego del Plas-T-Pair quale completamento di una parte mancante di ogni oggetto.

È bene tenere presente comunque, che

Fig. 2 - Composizione di Plas-T-Pair corredata di: 1 bottiglietta di diluente, 1 bottiglietta contenente polvere polivinilica, 1 contagocce, 1 foglio di carta abrasiva.

il diluente altera con facilità le superfici di plastica: quindi, si eseguano le riparazioni preferibilmente dal lato interno o in punti non visibili, e si usi il composto con parsimonia. Le parti sulle quali non si vuole che agisca il cemento, si possono proteggere con cera o vaselina, che potrà essere successivamente asportata con facilità. Qui di seguito, illustreremo alcuni impieghi particolari per il Plas-T-Pair lasciando comunque all'abilità dell'operatore il modo di trovare nuove applicazioni o tecniche particolari.

Riparazione di manopole radio-TV

Fra i vari sistemi consigliati per riparare le manopole dei radioricevitori, dei commutatori, dei selettori televisivi, ecc., consigliamo il seguente che ha sempre dato ottimi risultati:

1) spalmare l'asse del potenziometro o l'albero del commutatore con cera o vaselina;

2) preparare un miscuglio di Plas-T-Pair sufficientemente denso e lasciarlo depositare per circa 2 minuti;

3) spalmarlo sulla manopola nella parte rotta e forzare il tutto sull'albero, modellando la materia con le dita sino a darle la forma desiderata;

4) per una decina di minuti circa tenere la manopola nella posizione voluta, sino a che il cemento si sia completamente indurito.

Il processo di essiccazione può essere accelerato ponendo il tutto sotto una fonte di calore che può, per esempio, essere rappresentata da una lampada di forte wattaggio.

Ricostruzione delle sedi delle viti

È molto facile, specialmente nei mobiletti degli apparecchi radio, rompere le sedi delle viti avvitando le stesse con eccessiva energia; per evitare questo inconveniente, spalmare la vite di vaselina quindi coprire la filettatura con un impasto sufficientemente denso e formare un blocchetto che sarà fissato successivamente nella corrispondente parte del mobile.

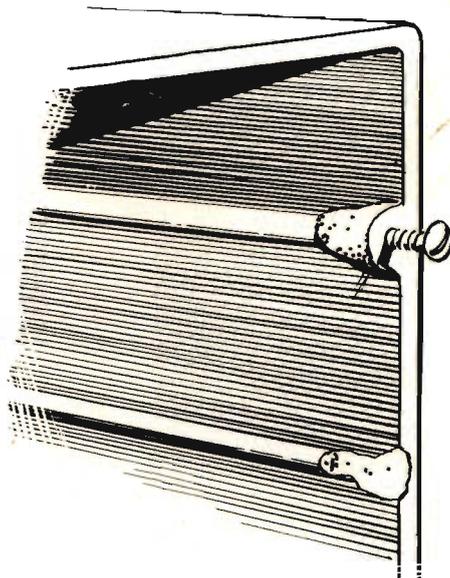



Fig. 3-4 - Altri esempi di impiego del Plas-T-Pair nella saldatura di incrinature e nella ricostruzione di sedi delle viti.

Finitura delle superfici

Qualora il diluente abbia segnato le superfici del mobile o del pezzo da riparare, potranno essere ripristinate le condizioni di lucentezza originali passando il pezzo su una piccola mola o pulitrice elettrica: successivamente potrà essere spalmata una qualsiasi vernice trasparente per materie plastiche.

Come già accennato, potranno essere ottenuti effetti speciali colorando in modo appropriato il composto prima di effettuare la riparazione vera e propria.

Note importanti

Su alcuni materiali il Plas-T-Pair non ha efficacia: questi sono il nylon, la bachelite e tutti i loro derivati. Comunque, volendo effettuare egualmente una riparazione di fortuna, occorre preparare con cura le superfici, magari creando dei fori per consentire al materiale di penetrarvi e fare una maggiore presa.

Il « Plas-T-Pair » è un prodotto U.S.A. e viene distribuito in Italia dalla G.B.C. in 3 formati:

Formato piccolo	**L/836**	**prezzo**	**list.**	**L. 2550**
» medio	**L/837**	**»**	**»**	**L. 4650**
» grande	**L/838**	**»**	**»**	**L. 9800**

È un ritrovato formidabile che ogni laboratorio deve avere in dotazione.

OLIMPIADI DI TOKYO

SERVIZI RADIOFONICI DAL GIAPPONE

a cura di P. Soati

In occasione delle prossime Olimpiadi l'ente giapponese di radiodiffusione effettuerà, per tutta la durata delle stesse, una serie di trasmissioni giornaliere nelle principali lingue. Riportiamo l'elenco delle frequenze usate, espresso in kHz, indicando fra parentesi la lunghezza d'onda in metri.

6080 (49.34), 6140 48.86), 7195 (41.70), 9505 (31.56), 9525 (31.50), 9530 (31.48), 9675 (31.01), 9705 (30.91), 9740 (30.80), 11705 (25.63), 11780 (25.47), 11815 (25.39), 11875 (25.26), 11940 (25.13), 15105 (19.86), 15135 (19.82), 15195 (19.74), 15235 (19.69), 15310 (19.60), 15425 (19.45), 17725 (16.93).

Trasmissioni dirette per l'Europa. È indicata l'ora italiana e fra parentesi quella giapponese. (11780 = 15135 kHz)

0715 = 0735 (1515 = 1535) russo
0750 = 0810 (1550 = 1610) tedesco
0825 = 0845 (1625 = 1645) francese
0855 = 0900 (1655 = 1700) **italiano**
0900 = 0920 (1700 = 1720) inglese
0940 = 0945 (1740 = 1745) svedese

Principali trasmissioni di notizie in lingua inglese e francese dirette ad altri paesi. È indicata l'ora italiana, per conoscere l'ora di Tokyo è necessario **aggiungere alla stessa 8 ore.**

Lingua francese:

1910 = 1925 **9525, 11780** kHz; 2035 = = 2050 **9525, 11780** kHz; 1520 = 1535 **9675, 11705, 11875** kHz.

Lingua inglese:

1825 = 1840, 2000 = 2015, **9525, 11780;** 1545 = 1600 **9675, 11705, 11875;** 0700 = 0715, 0745 = 0815, 0845 = = 0915, 0945 = 1015, 1045 = 1115, 1145 = 1215, sulle frequenze di **9505, 15195, 15310** kHz.

1300 = 1315, 1345 = 1415, 1445 = = 1515, 1545 = 1615, 1645 = 1715, 1745 = 1715, 1845 = 1915, 1945 = = 2015 sulle frequenze di **9505, 9740, 11815** kHz.

2100 = 2115 sulle frequenze di **9740, 11815, 15195** kHz.

2200 = 2215, 2245 = 2315 sulle frequenze di **11815, 11940, 15195** kHz.

0000 = 0015, 0045 = 0115 sulle frequenze di **11940, 15105, 15425** kHz.

0200 = 0215, sulle frequenze di **15105, 15310, 15425,** kHz.

0300 = 0315, 0345 = 0415, 0445 = = 0515 sulle frequenze di **15105, 15195, 15310** kHz.

0600 = 0615 sulle frequenze di **9505, 15195, 15310.**

Tali frequenze possono subire qualche cambiamento in relazione alle condizioni della propagazione.

ANCHE IN ITALIA!

IN UNA CONFEZIONE DI CLASSE

NASTRI MAGNETICI

INDEFORMABILI A DOPPIA DURATA

"Pydurtrop"

"Professional"

stabilità assoluta - massima flessibilità

non logora le testine magnetiche

	Art.	∅ Bobina		m	Prezzo List. Lit.
		Pollici	mm		
NORMAL	S/625	3"	78	85	640
	S/625-1	3 ½"	85	100	800
	S/625-2	4"	100	110	960
	S/628	5"	127	180	1.400
	S/628-1	5 ¾"	147	250	1.900
	S/631	7"	178	360	2.650
LONG PLAYING	S/626	3"	78	120	950
	S/626-1	3 ½"	85	150	1.150
	S/626-2	4"	100	180	1.480
	S/629	5"	127	270	2.100
	S/629-1	5 ¾"	147	360	2.800
	S/632	7"	178	540	3.900
EXTRA PLAYING	S/627	3"	78	150	1.500
	S/627-1	3 ½"	85	180	1.750
	S/627-2	4"	100	230	2.250
	S/630	5"	127	360	3.450
	S/630-1	5 ¾"	147	420	4.100
	S/633	7"	178	720	6.800

NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Una nuova famiglia di circuiti integrati per calcolatrici numeriche ad alta velocità è in fase di sviluppo presso il reparto semi-conduttori della Fairchild Camera and Instrument Corp. I nuovi dispositivi prendono il nome di elementi logici complementari a transistori (CTL), in quanto fanno uso di transistori p-n-p ed n-p-n nel medesimo frammento di silicio. I guadagni individuali degli elementi logici sembra debbano avere ritardi di propagazione minimi fino ad un nanosecondo. Il ritardo medio di propagazione per la funzione « gating » in una catena di elementi logici è dell'ordine di 5 nanosecondi. La dissipazione di potenza è compresa tra 20 e 40 milliwatt per funzione « gating ».

Due nuovi dispositivi che sono stati realizzati contemporaneamente da entrambi i lati dell'Atlantico hanno destato un enorme interesse agli effetti della possibilità di impiego della ferrite e di un metallo, in combinazione, per la realizzazione di dispositivi di memoria. La pratica corrente consiste nel far uso di una o dell'altra sostanza.
Entrambi i tipi di dispositivi di memoria si basano sul principio costruttivo di stratificazione del ferro, ed entrambi estendono le possibilità intrinseche nel medesimo senso.
Una delle memorie, realizzata dalla Standard Telephones and Cables, Ltd. in Inghilterra, è quattro volte più rapida delle memorie di questo tipo realizzate in precedenza. Essa presenta un tempo di accesso pari a 100 nanosecondi, ed una capacità di 6.000 impulsi.
Negli Stati Uniti, la memoria realizzata dalla Bell Telephone Laboratories non è altrettanto rapida (il tempo di accesso è pari a 400 nanosecondi), tuttavia la sua capacità di 30.000 impulsi è assai maggiore. Ciò costituisce un notevole passo avanti, rispetto alla memoria da 8.000 impulsi, 400 nanosecondi, che la stessa Bell sta perfezionando.

Il laboratorio spaziale con personale specializzato delle Forze Aeree Americane verrà progettato per individuare il lancio di missili balistici, rivelandone l'esistenza non appena essi abbandonano la pista di lancio Sovietica. Esso sarà inoltre in grado di rivelare e di analizzare i satelliti in orbita.
Gli impianti di rivelazione saranno costituiti da impianti misti funzionanti a raggi ultra-violetti ed a raggi infra-rossi. Le proposte delle industrie per la loro realizzazione sono state inoltrate al Comando delle Forze Aeree in data 3 Giugno.
In pratica, il satellite recante a bordo il personale di controllo, farà uso dei segnali provenienti da due altri satelliti senza equipaggio: il satellite Midas, atto a rivelare onde termiche, che è in grado di individuare un missile balistico intercontinentale 60 secondi dopo il lancio, ed il satellite Inspector, anch'esso privo di equipaggio, che può essere diretto a distanza, derivato dagli studi su di un prototipo, e quindi portato in fase di perfezionamento.

MINNEAPOLIS - Conduttori elettrici che si « rimarginano » da soli, come se si trattasse di tessuti umani dopo un taglio o un'abrasione, sono stati messi a punto dai tecnici della Honeywell Regulator Co. per i veicoli spaziali, a bordo dei quali accade spesso che i circuiti elettrici si interrompano per effetto di vibrazioni, radiazioni o bruschi cambament di temperatura.
I fili in questione hanno un nucleo centrale ottenuto con una lega di stagno, magnesio ed alluminio. Quando uno di essi si spezza, dai due tronconi del filo spuntano « peli » che finiscono per chiudere nuovamente il circuito. In qualche giorno, questa minuscola « barba » di molecole metalliche « cresce » di circa un millimetro e va a toccare la corrispondente peluria spuntata sull'altro troncone. Nel circuito così riparato si può far passare corrente elettrica per la potenza di circa 1 watt, ossia una potenza più che sufficiente per l'alimentazione dei delicati dispositivi elettronici dei veicoli spaziali.
La crescita della « peluria » è più rapida ad una temperatura di circa 52 gradi centigradi, essa però ha luogo anche a 20 gradi, che, in base ai rilevamenti sinora effettuati, è il valore più corrente della temperatura entro gli involucri dei veicoli spaziali.
Oltre a questo sistema, la Honeywell Regulator ha ideato anche un filo rivestito con una lega a basso punto di fusione, che riesce a condurre l'elettricità dopo la solidificazione. Quando il surriscaldamento provoca la rottura del filo, il rivestimento fonde, colma l'intervallo tra i due tronconi e si indurisce ristabilendo la continuità elettrica.

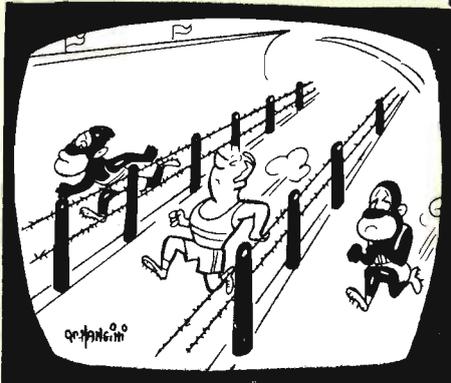
Lo sviluppo di un nuovo tipo di fosforo a base di terre rare, avente luce rossa, denominato « europium » permetterà di ottenere una luminosità maggiore del 40% nei cinescopi per televisione a colori. Fino ad ora, la luminosità dei fosfori a luce verde e blu, a base di sulfuri, doveva essere attenuata, per evitare che la luminosità inferiore del solfuro a luce rossa, usato nei tubi precedenti venisse sovraccaricata.
Il fosforo « europium » è stato sviluppato dalla General Telephone and Electronics Laboratory Inc., affiliata per le ricerche alla General Telephone and Electronics. La Sylvania Electric Products Inc., anch'essa una affiliata della GT&E, farà uso del nuovo materiale nei suoi apparecchi a colori della produzione 1965, che si prevede verranno prodotti a partire da Agosto.
La fabbrica afferma che gli utenti noteranno immediatamente l'aumento di luminosità consentito dai nuovi tubi, nonché la naturalezza delle tonalità rosse, anche in ambienti illuminati. Oltre a consentire una riproduzione cromatica più realistica, si prevede che i nuovi tubi consentiranno anche una migliore ricezione in bianco e nero.

Gli uffici amministrativi nazionali Americani per l'Aeronautica e lo Spazio ha inoltrato 16 richieste di proposte per il progetto di un laboratorio biologico automatico per effettuare ricerche sull'esistenza di forme di vita su Marte. L'idea di questo laboratorio rappresenta una deviazione rispetto ai precedenti progetti, in quanto prevede atterraggi separati per effettuare esperimenti atti a rivelare la presenza di forme di vita.
I dispositivi progettati per tale impiego secondo il concetto precedente possono o meno essere usati. Se lo saranno, essi verranno automatizzati in un laboratorio, studiato per poter funzionare su Marte per due anni. L'automazione sarà riferita alla ripresa di sequenze, alla programmazione, al prelevamento di campioni, all'elaborazione dei dati, nonché alla rielaborazione degli esperimenti rispetto alle condizioni iniziali.
Il contratto di un anno implica la definizione dei veicoli spaziali e di lancio. I satelliti Centauro e Saturno sono considerati come candidati principali per questa missione, che dovrebbe essere compiuta all'inizio del 1970.

video risate

" Cari asccoltatori, oggi il vincitore della tappa è arrivato in uno stato di freschezza invidiabile... "

STAFFETTE... ESPLOSIVE

" Sembra che questa squadra stia battendo tutti i records, da quando il suo allenatore ha pensato di sostituire il bastoncino con un candelotto di dinamite... "

UN RAZZISTA ALLE OLIMPIADI

" C'è poco da sbraitare! Me l'aveva detto lei d'arrivar col 'Grosso' del plotone!... "

" ...E in questo istante il portiere dei verde-blu sta mostrando all'arbitro la prova inconfutabile che il goal di Ben Alì è stato segnato con la mano... "

i lettori ci scrivono ....

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. Dott. COPPOLA L. - Napoli

Mobili acustici

La ditta GBC dispone di una ricca serie di riproduttori acustici, diffusori acustici, combinazioni Hi-Fi, che sono illustrati nel catalogo generale da pagina 823 a pagina 826. D'altra parte tale argomento è stato trattato nel n° 10/1963 di SELEZIONE TECNICA, a pagina 1142, dove fra l'altro sono illustrate le caratteristiche di alcuni dei suddetti mobili. Eventuali chiarimenti al riguardo potrà averli presso la ditta GBC di Napoli dove potrà consultare il catalogo il quale peraltro viene anche spedito contro assegno, richiedendolo alla sede centrale.
Circa i dati che le interessano, ed in considerazione del fatto che in relazione alle numerose richieste che ci pervengono da parte dei lettori, non ci è materialmente possibile eseguire i relativi calcoli, le consiglio di leggere l'articolo I FILTRI BIFONICI NEGLI IMPIANTI AD ALTA FEDELTA' *pubblicato a pagina 675 del n° 6/1961 di SELEZIONE TECNICA.*
Detto numero può essere eventualmente richiesto all'amministrazione.

Sig. VENTURINI L. - Mestre

Selettori UHF 20 MHz

Effettivamente sono in commercio dei selettori UHF la cui uscita in media frequenza è diversa da quella normale e che essendo dell'ordine dei 20 MHz, possono essere usati per l'applicazione sui televisori di vecchio tipo provvisti di MF 21/26 MHz.
Detti selettori possono essere richiesti alle sedi GBC, od in caso ne siano sprovviste, direttamente alla sede centrale di Milano citando il numero di catalogo M747.
Tali gruppi sono adatti per accensione di filamento di 6,3 V.

Sig. SCAGLIOLA D. - Roma

Alimentatore per ricevitore a valvola cc

L'apparecchio americano funzionante in corrente continua può essere senz'altro alimentato in corrente alternata tramite un apposito alimentatore. Naturalmente le valvole debbono essere alimentate in corrente continua ed a tale scopo è necessario utilizzare il circuito dell'alimentatore stesso. Per contro l'uso di un trasformatore non è necessario
In figura 1 riportiamo per l'appunto lo schema di un alimentatore che le permetterà di risolvere brillantemente il suo problema. R_a, *rappresenta un comune raddrizzatore al selenio da 65 mA che può trovare in qualsiasi*

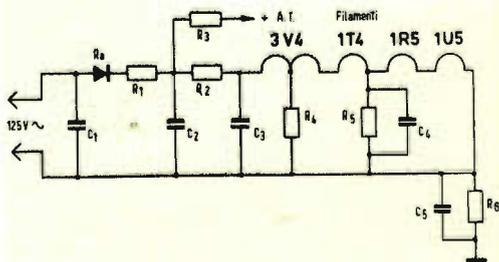



Fig. 1 - Schema elettrico di un alimentatore per ricevitore a valvola cc.

negozio della GBC. I filamenti dovranno essere alimentati in serie, anziché in parallelo come nel circuito originale, cosa che non presenta difficoltà alcuna. Il loro collegamento dovrà essere esattamente quello indicato nello schema. Come vede tutto l'insieme occupa uno spazio molto limitato la qualcosa le consente di eseguire il montaggio nel modo da lei previsto.

Il valore dei componenti è il seguente: C1 = 0,05 µF, 500 V; C2 = 40 µF, 150 V; C3 = 200 µF, 20 V; C4 = 100 µF, 20 V; C5 = 0,05 µF, 400 V.
R1 = 68 Ω, 1 W; R2 = 2.600 Ω, ½ W; R3 = 2.200 Ω, 1 W; R4 = 1.500 Ω, ½ W; R5 = 680 Ω, ½ W; R6 = 470.000 Ω, ½ W.

Sig. **BAGNOLI A.** - Modena

Amplificatore telefonico

L'amplificatore telefonico al quale fa riferimento è adatto per ricevere le comunicazioni amplificate, ma in cuffia. Desiderando costruire un amplificatore di maggior potenza le consigliamo quello in figura 1 *realizzato in Francia. I transistori usati sono del tipo* 2N 190 (OC70) *per quanto riguarda i tre primi stadi e due* 2N 186 (OC72) *per il circuito push-pull. La bobina* L1 *che dovrà essere collocata in vicinanza dell'apparecchio telefonico sarà realizzata avvolgendo circa* 10.000 *spire di filo smaltato da* 1/10 *sopra una piastrina di acciaio avente le dimensioni di* 10 x 5 cm.

Il valore dei vari componenti il circuito è il seguente: C1 = C3 = C5 = 5 µF, 6 V, elettrolitici; C2 = 10 µF elettrolitico; C4 = = 30 µF elettrolitico; C6 = 60 µF elettrolitico; C7 = 50 µF elettrolitico.
R1 = 39.000 Ω; R2 = 12.000 Ω; R3 = = R5 = R7 = R9 = R14 = 4.700 Ω; R4 = = 220 Ω; R6 = 22.000 Ω; R8 = 10.000 Ω potenziometro; R10 = 2.200 Ω; R11 = = 6.800 Ω; R12 = 3.300 Ω; R13 = 1.000 Ω; R16 = R17 = 8 Ω; R18 = 300 Ω; T1 = = 10.000/2.000 Ω; T2 = 400/4 Ω.

I gruppi ad inserzione octal può richiederli direttamente alla ditta GBC.

Sig. **BARBIERI L.** - Milano

Amplificatore stereo Mullard 44

Lo schema relativo all'amplificatore stereo MULLARD 44, *pubblicato a suo tempo su SELEZIONE RADIO TV è esatto, salvo i seguenti particolari:*

a) *I condensatori* C7 *e* C8 *devono avere un valore di* 390 *pF anziché* 390 *µF;*

b) *I potenziometri* RV1 *e* RV2 *devono far capo alla massa;*

c) *Nei punti di giunzione delle resistenze* R21 *e* R25 (*e* R22 *e* R26) *può essere oppor-*

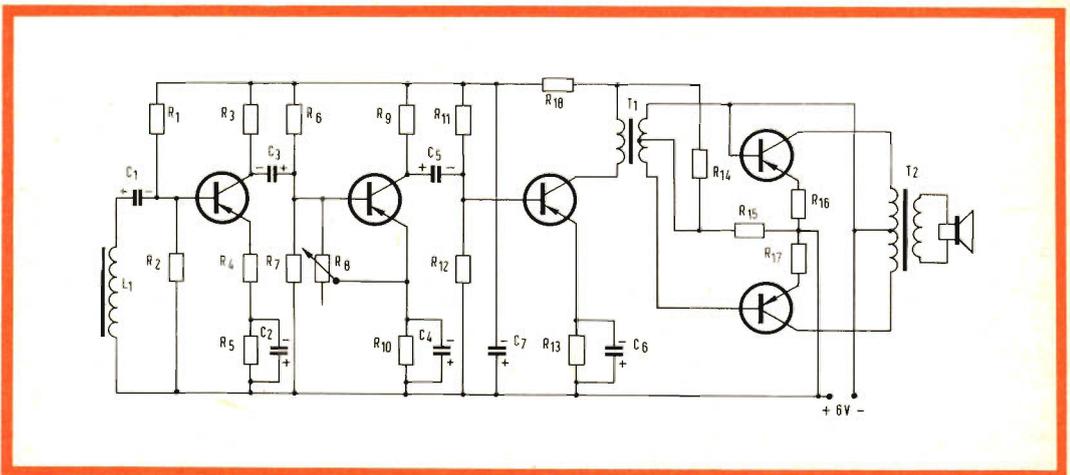



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore telefonico.

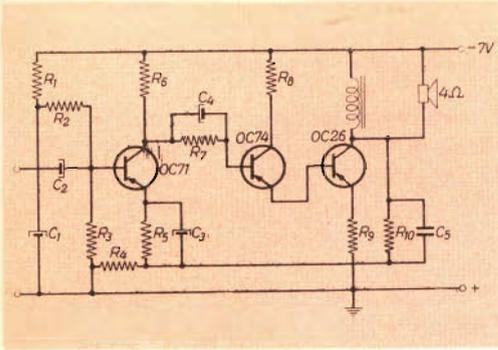



Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore a transistori di 4 W di potenza.

Fig. 2 - Schema elettrico di un amplificatore a transistori di 9 W di potenza.

tuno inserire un condensatore elettrolitico, per sezione, da 50 μF.

Tutti i dati relativi alla costruzione di tale scatola di montaggio (che attualmente è esaurita) sono stati pubblicati sulla rivista.

Il fatto che lei, non abbia eseguito il montaggio con i componenti originali non dovrebbe avere eccessiva importanza al fine del funzionamento del complesso. Evidentemente esiste qualche errore la cui ricerca non dovrebbe essere difficile controllando le uscite di ogni singolo stadio e misurando le tensioni ai piedini delle valvole, che in linea di massima devono corrispondere a quelle indicate dalle case costruttrici.

Sig. **TABARELLI B.** - Trento

Amplificatore SM/3001. Amplificatore a transistori

L'amplificatore in questione è stato montato da moltissimi nostri lettori con ottimo successo. Riteniamo che tanto la distorsione quanto il ronzio sia causato da qualche errore di montaggio ed in modo particolare da uno scambio fra i vari componenti.

La preghiamo quindi di voler rivedere il montaggio stesso, tenendo presente quanto pubblicato sul n° 4 di quest'anno di SELEZIONE RADIO TV, a pagina 536.

In figura 1 riportiamo lo schema di un amplificatore a transistori nel quale come transistore finale è usato un OC26. Si tratta di un buon complesso HI-FI che consente di ottenere una potenza di uscita dell'ordine dei 4 W con una risposta di frequenza di 25-20.000 Hz.

Il valore dei vari componenti è il seguente: R1 = 8200 Ω; R2 = 10.000 Ω; R3 = 10.000 Ω; R4 = 22 Ω; R5 = 680 Ω; R6 = 1500 Ω; R7 = 3900 Ω; R8 = 47 Ω; R9 = 0,15 Ω; R10 = 470 Ω; C1 = 80 μF; C2 = 10 μF; C3 = 100 μF; C4 = 32 μF; C5 = 10.000 pF.

L'OC26 naturalmente deve essere munito di alette di raffreddamento.

Il circuito di figura 2 consente invece di ottenere una potenza di uscita dell'ordine dei 9 W se alimentato a 7 V mentre potrebbe raggiungere i 17,5 W se alimentato a 14 V e modificando opportunamente taluni valori dei componenti (valori indicati in parentesi). Vs = 7 V (14 V); R1 = 3,9 Ω; R2 = 200 Ω max (350 Ω max); Re = 0 Ω (0,47 Ω); Rs = 400 Ω (375 Ω).

Sig. **FRAMBATI Q.** - Parma

Ricevitore 8 valvole FM, AM, OC, mono, stereo

Le consigliamo di realizzare l'apparecchio SM/79 adatto per la ricezione delle onde medie (520-1500 kHz), onde corte (6-11 MHz), modulazione di frequenza, con uscita monoaurale e stereo, la cui descrizione completa è stata effettuata nel n° 6/1960 della nostra rivista. In tale numero, oltre allo schema elettrico e a quello costruttivo è pubblicato l'elenco del materiale necessario per la costru-

zione e reperibile presso le sedi GBC (indipendentemente dal suo desiderio tale apparecchio è fornito pure come scatola di montaggio). Si tratta di un ottimo ricevitore ad 8 *tubi aventi le seguenti funzioni:*
ECC85 amplificatore, oscillatore mescolatore FM; ECH81 oscillatore convertitore per AM, amplificatore per FM; EF85 amplificatore media frequenza FM e AM; EABC80 rivelatore per AM e FM (a rapporto); EM84 indicatore ottico di sintonia; EL84 amplificatore di BF per canale 1; ECL82 preamplificatore BF e amplificatore finale canale 2; EZ80 raddrizzatrice.
La potenza di uscita è per l'appunto dell'ordine di quella da lei richiesta. Per ottenere una perfetta riproduzione su tutto lo spettro di frequenze ogni trasformatore di uscita ha il secondario con presa intermedia di modo che ai terminali estremi si collegheranno gli altoparlanti per la riproduzione dei toni bassi e ai terminali intermedi l'altoparlante per i toni alti.

Qualora non sia in possesso del suddetto numero di SELEZIONE RADIO TV potrà richiederlo alla nostra amministrazione, versando il relativo importo o richiedendo la spedizione contro-assegno.

Sig. **CERIA L.** - Vercelli

Radiotelefono RAYSTAR

Evidentemente l'acquisto della scatola di montaggio le consente, oltre di avere a disposizione tutto il materiale, relativo al RAYSTAR, collaudato e con un sensibile risparmio, di evitare noiose ricerche. Tale soluzione non le impedirà di realizzare il circuito stampato personalmente.
Ad ogni modo tenga presente che tanto le bobine quanto il trasformatore di uscita potrà richiederli alla sede centrale della GBC.
Il suddetto rice-trasmettitore è stato studiato in modo da ottenere il massimo rendimento possibile. Eventuali modifiche, oltre a non beneficiare del nulla osta ministeriale, impongono delle varianti al circuito le quali possono essere stabilite soltanto in sede sperimentale. La soluzione delle antenne da lei prospettata è possibile.

Sig. **TINI E.** - Verona

Orientometro a transistori

L'orientometro del quale ci ha inviato lo schema in visione è stato descritto nel n° 4/1960 *di SELEZIONE TECNICA. Un altro schema di orientometro a transistori è stato descritto nel n°* 10 *del dicembre* 1959 *della stessa rivista.*
D'altra parte nel n° 2/1963, *sempre su SELEZIONE TECNICA, è stato descritto un interessante indicatore di campo e ondametro a transistori, con il relativo schema e l'elenco del materiale occorrente per la sua costruzione, con il corrispondente numero di catalogo GBC.*
Questo strumento oltre che come misuratore di campo e ondametro, come è indicato nella figura 6 *a pagina* 118 *del suddetto numero, può essere usato anche per la determinazione del giusto orientamento di un'antenna per televisione o modulazione di frequenza.*
Evidentemente qualora si sia in presenza di campi e.m. estremamente deboli è indispensabile far ricorso a misuratori di campo di maggiore sensibilità quale ad esempio l'EP 504B *della UNA (numero di catalogo GBC* T/242) *od altri similari.*

Sig. **GRISOTTO** G. - Torino

A proposito della rubrica Servizio radio TV

Le note tecniche relative ai vari tipi di televisori trattati nella rubrica SERVIZIO TV, hanno lo scopo di consentire ai tecnici di conoscere le principali norme adattate dalle varie case costruttrici per la messa a punto dei propri televisori.
In esse si riportano quei dati ed eventualmente quella parte dei circuiti di cablaggio che generalmente non sono di facile reperibilità e che di conseguenza sono della massima importanza per coloro che si accingono alla riparazione o alla messa a punto di questi televisori.
In esse si riportano quei dati ed eventualmente quella parte dei circuiti di cablaggio che generalmente non sono di facile reperi-

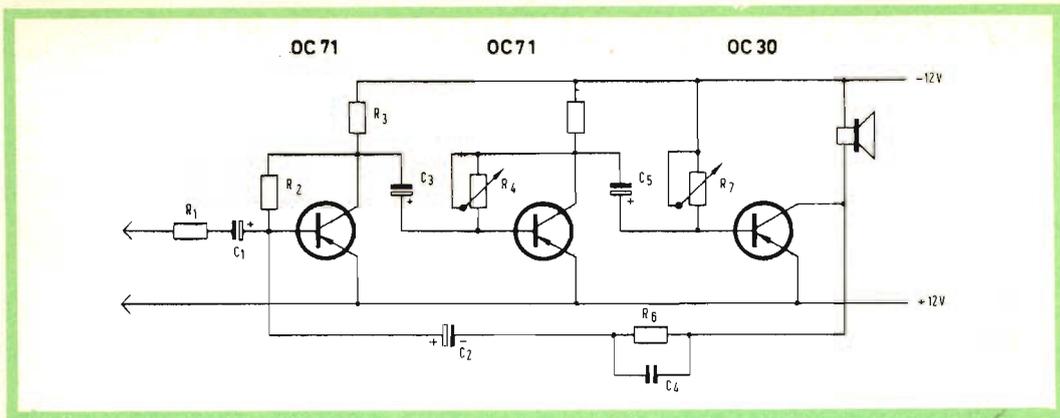



Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore a transistori.

bilità e che di conseguenza sono della massima importanza per coloro che si accingono alla riparazione o alla messa a punto di questi televisori.
La pubblicazione degli schemi elettrici andrebbe a scapito di altre rubriche, la qualcosa non è giustificabile se si tiene conto che essi sono facilmente reperibili nei vari schemari che si trovano in commercio quale, ad esempio, LO SCHEMARIO TV *della casa editrice Il Rostro, uno dei più aggiornati che si trovano in commercio.*
Cogliamo l'occasione per far presente ai lettori che lo scrivente tramite la suddetta casa editrice ha dato alle stampe un volume intitolato SERVIZIO TECNICO TV *nel quale sono pubblicate le note di servizio relative ad una ottantina di televisori in commercio. Tale volume può essere richiesto alla sede centrale della GBC dietro invio dell'importo di lire* 3.800.

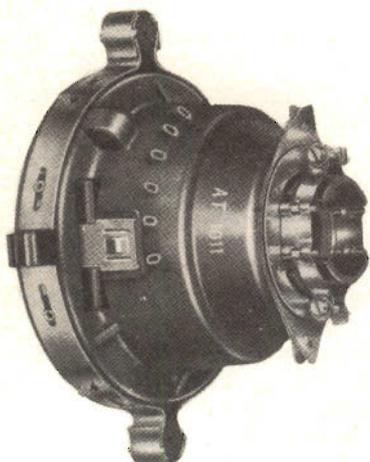
Sig. **NUZZARELLO S.** - Siracusa

Amplificatore a transistori

Mentre il transistore 2SB175 *può considerarsi equivalente all'*OC71, *il transistore* 2SB176 *praticamente non ha equivalenti europei, se si esclude il tipo* V10/50A *di costruzione inglese.*
Ad ogni modo riteniamo che il suo problema non sia insolubile dato che di circuiti simili a quello inviatoci in visione, in commercio ne esistono in una quantità enorme.
In figura 1 *riportiamo, ad esempio, uno schema similare realizzato con transistori della Philips* 2-OC71 *e* OC30 *facilmente reperibili. Il valore dei vari componenti è il seguente:*
C1 = 10 μF; C2 = 5 μF; C3 = 25 μF; C4 = 33 pF; C5 = 80 μF.
R1 = 10.000 Ω; R2 = 56.000 Ω; R3 = = 1.000 Ω; R4 = 2.000 Ω; R5 = 120 Ω; R6 = 220.000 Ω; R7 = 1.000 Ω.

Sig. **BEVILACQUA F.** - Trieste

Velocità di un giradischi

Innanzi tutto la preghiamo di voler controllare con la massima precisione che effettivamente la velocità del motorino del giradischi sia di 49 *giri al minuto, (naturalmente con il disco in funzione) dato che i tecnici della casa costruttrice sono piuttosto scettici al riguardo.*
Se le prove confermano la sua affermazione la preghiamo di voler restituire la piastra in questione alla sede di Udine facendola sostituire con un'altra unità.
I dati relativi ai valori dei condensatori e delle resistenze della scatola di montaggio dell'apparecchio SM/3001 *sono stati pubblicati nel* n° 4/1964 *di* SELEZIONE RADIO TV.

M/886

UNITA' DI DEFLESSIONE PER CINESCOPI DA 19" E 23" - 110°

L'unità di deflessione AT 1011/PM deriva dal tipo AT 1009/02 che veniva impiegato per i cinescopi a 110° da 21" e 17". La forma e la distribuzione degli avvolgimenti dell' unità AT 1011/PM sono tali da ottenere nei cinescopi rettangolari da 19" e 23" una minima distorsione del raster. Inoltre, l'unità presenta diverse possibilità di regolazione della geometria dell'immagine e, per comodità dei costruttori, viene consegnata pretarata per un cinescopio di caratteristiche medie.

Le diverse regolazioni per l'eliminazione delle sottoindicate distorsioni (vedi figura 1) vengono effettuate mediante:

1) **Due magneti scorrevoli,** che agiscono sulla parte superiore ed inferiore dell'immagine compensando la distorsione « a cuscino » nel senso orizzontale.

2) **Due magneti cilindrici,** che compensano la distorsione «a cuscino» nel senso verticale agendo sul lato destro e sinistro dell'immagine. Sono magnetizzati trasversalmente e possono ruotare nella loro sede posta al centro delle espansioni polari. La pre-regolazione viene indicata mediante vernice.

3) **Le stesse espansioni polari** che possono subire un leggero scorrimento sulla circonferenza perimetrale dell'unità. Questa regolazione compensa la distorsione « a trapezio ».

Alle espansioni polari possono essere applicati piccoli magneti di materiale plastico, opportunamente forati, che vengono forniti separatamente. Il loro fissaggio si effettua inserendoli nelle appendici metalliche ricavate dalle espansioni polari. Ruotando questi magneti si può modificare e migliorare la geometria degli angoli del raster.

Centratore

Regola la posizione del raster rispetto al centro dello schermo del cinescopio. Questa regolazione serve solo per compensare l'eccentricità del cinescopio e dell'unità di deflessione e non per correggere eventuali difetti di non-linearità dell'immagine o la differenza di fase tra l'impulso di sincronizzazione ed il segnale della base dei tempi tendente, come è

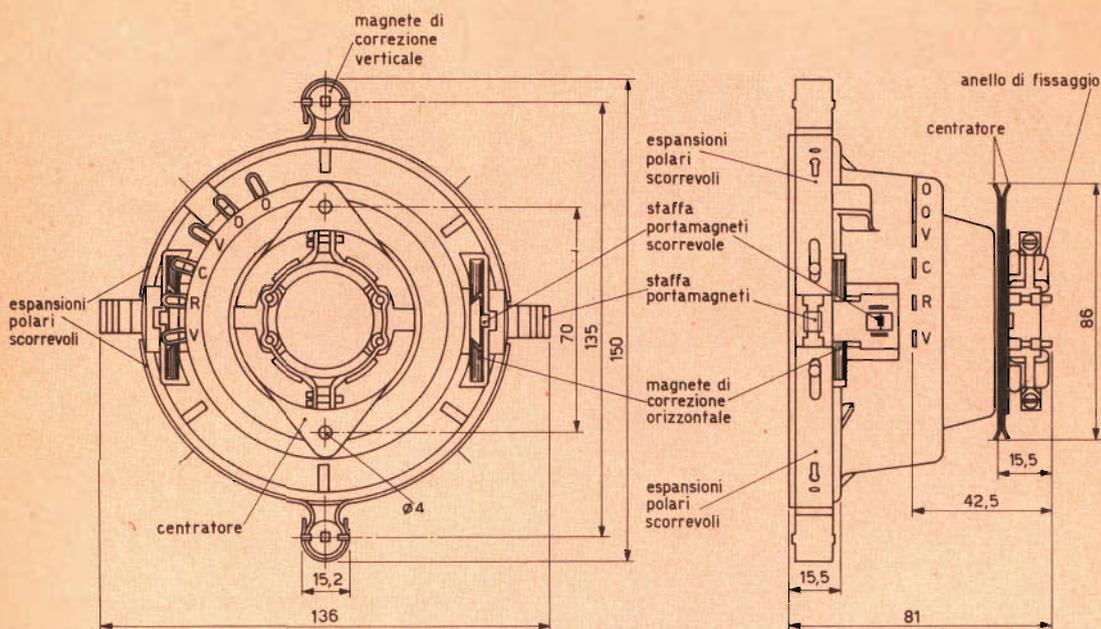



Fig. 1 - Dati d'ingombro e collegamenti dell'unità AT 1011/PM.

noto, a spostare lateralmente l'immagine.

Se il centratore viene usato per compensare anche questi errori elettrici, la correzione necessaria diventa eccessiva e, anche se rientrasse nei limiti dell'azione del centratore, provocherebbe una notevole curvatura del centro dell'immagine.

I due dischi del centratore sono magnetizzati in senso diametralmente opposto. Quando i campi coincidono il campo risultante è massimo; quando sono opposti, il campo totale è minimo. I valori di intensità di campo intermedi si ottengono ruotando i dischi separatamente: ruotandoli simultaneamente si regola la direzione del campo magnetico.

La regolazione del centratore deve essere effettuata dopo aver regolato il controllo di linearità dell'immagine; l'oscillatore orizzontale, a sua volta, deve essere in fase col segnale di sincronismo, dato che (come abbiamo già detto) un eventuale sfasamento tra segnale di sincronismo e corrente di deflessione nel giogo provocherebbe uno spostamento dell'immagine nel senso orizzontale.

Rigidità

Le parti componenti l'unità di deflessione AT 1011/PM sono racchiuse in una calotta di resina poliestere. Le bobine per la deflessione orizzontale e verticale vengono regolate per il minimo accoppiamento prima dell'impregnazione; in questo modo l'influenza reciproca (cross-talk) viene ridotta al minimo. Ciò è molto importante in quanto, se gli impulsi di ritorno di riga venissero indotti nelle bobine di quadro, la deflessione verticale potrebbe essere influenzata con conseguente perdita di interlacciamento. Gli stadi finali di quadro autooscillanti sono particolarmente sensibili a questo inconveniente.

Resistore NTC

L'unità è provvista di un resistore NTC, collegato in serie alle bobine di quadro, che serve per compensare le variazioni di ampiezza verticale dell'immagine dovute all'aumento della resistenza delle bobine a caldo.

ENERGO ITALIANA

FILI AUTOSALDANTI IN LEGHE DI STAGNO AD UNA E A TRE ANIME DI RESINA PER RADIO - TV ELETTROTECNICA - FILI PIENI IN TUTTE LE LEGHE - POLVERI E PASTE AUTOSALDANTI - FLUSSI DEOSSIDANTI LIQUIDI E PASTOSI - CROGIUOLI PER FILI E PER CIRCUITI STAMPATI

S.p.A. MILANO

VIA CARNIA, 30 - TELEF. 28.71.66

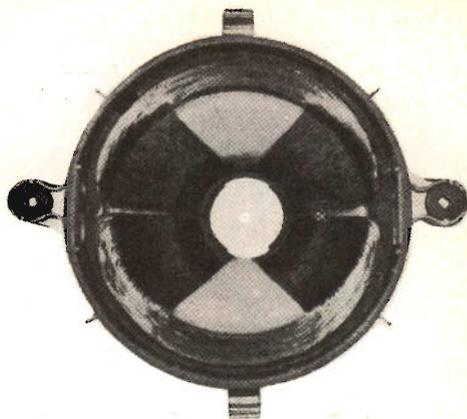



Fig. 2 - Unità M/886 vista dalla parte anteriore.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DELL'M/886

	Bobine di quadro	Bobine di quadro
Induttanza	2,9 mH	82 mH
Resistenza	4,6 Ω	47 Ω
Corrente di deflessione (picco-picco)	2,2 A	0,44 A
Per una deviazione dello spot a 18 kV di .	500 mm	380 mm

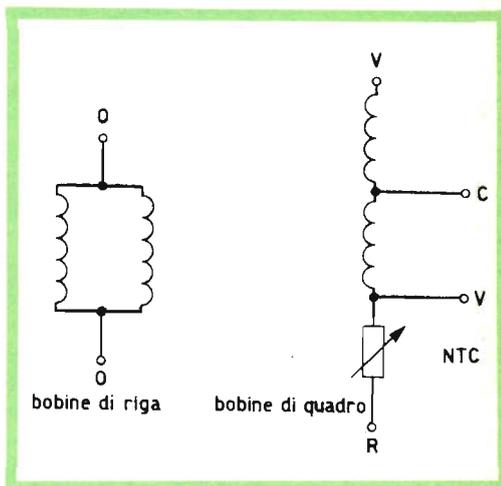



Fig. 3 - Circuito elettrico delle bobine di riga e di quadro dell'unità AT 1011/PM - M/886.

SM/2008

BILD 23" Lusso

TELEVISORE CON UHF A TRANSISTORI E TUBO A VISIONE DIRETTA

(continua dal n° 9-1964)

Sincronismi della SM/2008

Sulla placca del pentodo V301 A oltre al segnale di informazione, che, si è visto, viene portato al catodo del tubo, sono presenti, come abbiamo già accennato, anche gli impulsi di sincronismo. Occorre far sì che tali impulsi siano, per così dire, « estratti » onde poter essere utilizzati nel pilotaggio di due diversi oscillatori locali di scansione.

A mezzo di un condensatore di accoppiamento (C305) cui viene preposta in serie una resistenza di adeguato valore (R308) onde non « caricare » troppo il circuito di placca dal quale si preleva il segnale, quest'ultimo viene ricavato, ed applicato alla griglia di un triodo (V301 B). Viene interposta prima, una rete di equalizzazione (R309 - C307) che ha lo scopo di rendere pressochè eguali tra loro (per quanto possibile) tutti gli impulsi di sincronismo.

La valvola testè citata (V301 B) è polarizzata in modo da « limitare » (catodo direttamente a massa e griglia che diventa parzialmente positiva). Di conseguenza, passano, attraverso di essa, solo gli impulsi positivi, vale a dire gli impulsi di sincronismo: la parte negativa del segnale (informazione video) risulta « tagliata ».

In altre parole, sulla placca di V301 B si avranno solamente gli impulsi utili ai fini della sincronizzazione degli oscillatori a frequenza di quadro (verticale) e riga (orizzontale).

Detti impulsi, applicati alla griglia del triodo seguente (V302) sono da esso ulteriormente amplificati nell'assieme, ed ulteriormente « limitati » così da uscirne costanti, sulla placca.

A questo punto si rende indispensabile dividere gli impulsi interessanti l'oscillatore a frequenza orizzontale da quelli interessanti l'oscillatore a frequenza verticale. Facilitando il passaggio per l'una

o per l'altra frequenza, si perviene ad inoltrare ai rispettivi oscillatori solo gli impulsi che interessano.

Così, con una rete detta di « differenziazione » (filtro passa-alto), costituita da C310-R319 si portano (a mezzo di C309) al piolino d'uscita (« 6 ») gli impulsi di sincronismo orizzontale che pilotano l'apposito oscillatore posto sulla unità ALIMENTAZIONE.

Deflessione verticale

Una rete, detta invece di « integrazione » (R315 - C311 - C312 - R316 - C313 - R317 - C314 - C315) avvia all'oscillatore verticale solo i suoi impulsi sincronizzanti.

L'oscillatore in questione si trova sulla basetta stessa: il segnale sincronizzante di cui si è testè detto non deve perciò essere portato all'esterno. Più precisamente diremo che il triodo V302 B è una delle due valvole componenti un circuito multivibratore (la seconda valvola è V501). Alla sua griglia, come si è testè visto (vedi schema elettrico) giungono i sincronismi al termine della rete di integrazione attraversata. La stessa griglia è connessa (tramite un collegamento effettuato a mezzo del piolino « 7 ») ad una resistenza variabile mediante la quale viene scelto il valore che porta l'oscillazione sulla giusta frequenza. Questa resistenza variabile corrisponde, evidentemente, al comando semifisso denominato « frequenza verticale », collocato sul retro del televisore. In virtù degli impulsi di sincronismo l'oscillatore rimane « agganciato » e permane stabilmente sulla frequenza e sulla fase di quadro: esso genera un segnale, a dente di sega, di notevole ampiezza. Così facendo si è in grado di destinare una buona aliquota di segnale a vantaggio della correzione della linearità del tratto corrispondente alla scansione.

Lo stadio che segue (V501), a pentodo, è più che sufficiente per ottenere l'ampiezza desiderata, con un margine atto a compensare qualsiasi eventuale riduzione.

Poichè è presente il « controllo di ampiezza » (R502), è ovvio che questo debba servire per aumentare la tensione del segnale di uscita se questa è scarsa, e per diminuirla se è invece eccessiva. È dunque chiaro che lo stadio finale deve poter fornire al suo carico (che è il giogo di deflessione) un segnale di ampiezza maggiore di quella necessaria, che viene nel funzionamento normale ridotta mediante l'azione di automatismo esercitata da R540. Si tratta di una speciale resistenza (V.D.R.) che ha la particolarità di variare il suo valore in relazione alla tensione che le viene applicata. Posta praticamente in parallelo al carico dello stadio (primario del trasformatore T501) a mezzo di C520, essa, in presenza delle tensioni più alte offrirà una resistenza relativamente bassa, tendendo quindi a smorzarle, mentre per le tensioni più basse, aumentando il valore non rappresenterà carico dissipativo. Il risultato di questa azione sarà una costanza notevole dell'altezza dell'immagine anche in presenza di cause che solitamente sono fonte di variazioni.

Le caratteristiche circuitali dell'amplificatore di deflessione della SM/2008 differiscono poco da quelle di un comune stadio di amplificazione di potenza a Bassa Frequenza. Scopo ultimo è di fornire alle bobine del giogo una corrente variabile con un andamento adeguato alle esigenze ed avente un'intensità sufficiente. Tra la valvola ed il giogo si rende necessario un trasformatore che adatti le due diverse impedenze, proprio così come avviene in Bassa Frequenza nei confronti della bobina mobile dell'altoparlante: anche in questo caso il rapporto è in discesa.

Per intervenire in modo opportuno sulla forma del segnale di oscillazione si ricorre a filtri e reti selettive. Nel nostro caso si sono previste due regolazioni distinte di linearità. Sullo schema si può osservare R509: essa agisce (in unione a C505) pressochè come il classico controllo di tono degli amplificatori audio attenuante le frequenze più elevate col diminuire del valore resistivo. In tal modo vengono attenuate le armoniche superiori, il che altera il tratto discendente del dente di sega con ripercussione, sia pure leggera,

sulla parte finale dell'oscillatore di deflessione: in altre parole, sulla zona « inferiore » dello schermo.

La resistenza variabile R514, invece, varia l'ammontare di un segnale di controreazione che, attraverso una rete selettiva, viene retrocesso dal circuito di placca (prelievo anche in questo caso a mezzo di C505) a quello di griglia. La sua regolazione influisce sul tratto iniziale del dente di sega e — di conseguenza — sulla linearità della zona « superiore » dell'immagine riprodotta sullo schermo.

Per concludere sull'argomento della deflessione verticale diremo di un altro particolare accorgimento che è stato adottato nel « Bild 23" lusso » al fine di rendere il funzionamento quanto più possibile sicuro e stabile.

Nel giogo, spesso, a causa dell'aumento di temperatura dovuto all'intensità della corrente circolante, si ha una variazione della geometria dell'immagine dopo un certo tempo di funzionamento. Quando ciò accade, se la messa a punto viene effettuata non appena l'apparecchio è stato acceso (ossia, a freddo), l'inconveniente si manifesta dopo qualche decina di minuti: viceversa, se viene eseguita a caldo, si avrà un'immagine irregolare durante il periodo di riscaldamento. Orbene, nel nostro televisore si è ovviato a questo inconveniente col ricorso all'uso di una resistenza speciale, detta a coefficiente negativo di temperatura (N.T.C.): il suo valore diminuisce con l'aumentare della temperatura. Poichè nel conduttore di rame (spire del giogo) accade il contrario, ossia l'aumento di temperatura provoca un aumento di resistenza, se tale temperatura viene di proposito propagata alla resistenza N.T.C., connessa in serie alla bobina, si ha una compensazione automatica della variazione; la resistenza somma, e di conseguenza l'intensità della corrente circolante (e quindi la deflessione), restano costanti: l'immagine non si deforma. La resistenza N.T.C. è montata all'interno del giogo e, come si vede sullo schema, rimane in serie all'avvolgimento di deflessione verticale.

I settore suono

Questo settore comporto tre valvole (contenute in due soli bulbi) e due diodi a semiconduttore. Non ci dilunghiamo nella sua descrizione in quanto trattasi di schema ormai classico adottato anche dalla SM/2008.

Si è già detto che il prelievo del segnale a Media Frequenza audio (5,5 MHz) avviene dalla placca dello stadio di amplificazione video (V301 A) tramite C319. Un circuito risonante (MF201) eleva e seleziona il segnale: esso entra in griglia di V201 che amplifica ma attua anche una azione di livellamento di ampiezza. Segnali varianti in ampiezza avrebbero infatti ripercussioni dannose ai fini della rivelazione dato che si deve agire in regime di modulazione di frequenza (e non di ampiezza). Il rivelatore a rapporto (D101 - D102) fornisce in uscita il solo segnale di Bassa Frequenza (prelievo tramite R208) che, dosato da R218 costituisce l'entità da inoltrare, a scelta, alla griglia del triodo di V202 cui segue la sezione pentodo di potenza che ha come carico T202 ed il successivo altoparlante.

L'unità « alimentazione »

Sul telaio così definito trovano posto, tra l'altro, i circuiti relativi alla deflessione orizzontale. Poichè è tecnica comune utilizzare lo stadio finale di riga ed il trasformatore ad esso connesso oltre che per la scansione orizzontale, anche per produrre alcune tensioni di alimentazione, non è fuori luogo identificare con la citata definizione tutta l'unità, considerando anche che in effetti essa annovera l'assieme destinato alla vera e propria alimentazione da rete.

Il telaio completo è riprodotto alla fig. 6.

La generazione dell'oscillazione locale a frequenza di riga è opera di una valvola apposita (V401) il cui circuito è già realizzato sotto forma di circuito stampato. Sulla stessa piastra è montata un'altra valvola (V402) che ha compiti a se stanti,

indipendenti, si può dire, da ciò che è inerente alla scansione orizzontale di essa diremo perciò più avanti.

L'oscillatore di riga

La valvola V401 cui si è fatto cenno è in verità doppia, vale a dire formata da due triodi. Essa ha il compito di generare un'oscillazione a forma particolare (dente di sega) su frequenza sincronizzata di 15.625 Hz. Alcuni organi aggiuntivi permettono una messa a punto tra oscillazione locale e segnale di sincronismo, sia per quanto riguarda la rispettiva frequenza che per quanto riguarda la rispettiva fase.

I due triodi sono connessi ad elementi resistivi e capacitivi secondo un circuito oscillante noto col nome di multivibratore. La frequenza di oscillazione dipende appunto dai valori di R e di C prescelti, ed è facile intuire quindi che rendendo opportunamente variabile un valore di R, ad esempio, si può a piacere — entro certi limiti — variare conseguentemente la frequenza generata. Ciò servirà per predisporre un comando semifisso (potenziometro) della frequenza orizzontale, sì da consentire una regolazione che porti l'oscillazione in sincronismo col segnale di eguale frequenza proveniente dalla emittente. Il potenziometro in questione è R517.

Il multivibratore basa il suo funzionamento sul rilassamento, vale a dire su di un'azione graduale di immagazzinamento di energia da parte di un condensatore e, al raggiungimento di un certo livello, nella scarica rapida di tale condensatore.

Uno dei triodi (quello di destra nel nostro schema) ha un carico anodico di valore maggiore di quello di sinistra. Infatti, R410 è di 33.000 Ω, mentre R407 è di 12.000 Ω (i valori ohmici in serie ad R407 sono trascurabili).

Non appena il circuito viene messo in funzione, la tensione anodica (tra massa e + B) provoca lo sviluppo delle due rispettive correnti anodiche che passano assieme attraverso R408 in quanto resistenza catodica in comune alle due valvole. Si determina ai capi di tale resistenza una caduta di tensione che polarizza in modo eguale le due griglie dei due triodi.

Poichè il triodo di sinistra ha un carico anodico, come si è detto, « minore », la relativa tensione di placca risulta maggiore e, in questo caso occorre una tensione di polarizzazione più elevata se si vuole portare la valvola all'interdizione.

Per contro, la minore tensione anodica dell'altro triodo fa sì che non appena la corrente anodica ha raggiunto la massima intensità, la valvola si trovi in condizioni di interdizione.

L'aumento progressivo della caduta di tensione ai capi di R408 provoca però un segnale di griglia tale da dare sulla placca del triodo di sinistra un segnale positivo. Questo segnale, tramite C410, passa alla griglia del triodo di destra, turbando le già citate condizioni di interdizione. Tutto ciò si ripete ritmicamente.

Il passaggio dalle condizioni di interdizione a quelle di conduzione è più rapido del passaggio contrario (maggiore tempo di salita, e minore tempo di discesa dell'oscillazione), ciò che porta alla formazione di una forma d'onda non sinusoidale ma a dente di sega, come è necessario che sia.

Al circuito che abbiamo testè esaminato perviene (dal piolino « S ») il segnale di sincronismo. Per poter far sì che l'oscillazione locale coincida esattamente nel suo andamento con il segnale in arrivo dalla emittente, è adottato un dispositivo detto « comparatore di fase ». Esso è formato essenzialmente dai due diodi D402 - D401 che ricevono oltre che il sincronismo, una tensione (tramite R403 e C403) prelevata da un secondario apposito del trasformatore d'uscita di riga. Questa tensione, dell'ordine di 250 volt circa, è costituita da un segnale che ha un andamento a forma di guizzo (tensione negativa di ritorno) ed è applicata al piolino « CF ». R403, C403, C402 formano un filtro passa-basso che integra la forma del guizzo, sì da farla diventare a

dente di sega onde incontrare nel modo dovuto il picco di sincronismo proveniente da « S ». La discesa del segnale a dente di sega in questione corrisponde al ritorno del raggio sul tubo (ritraccia, da destra a sinistra) e in detto tempo rientra anche l'impulso di sincronismo.

C401 ha funzione analoga a quella di C402, e così dicasi per R402 ed R401 che sono in parallelo ai diodi.

In seguito alle azioni ora illustrate, se alla griglia del primo triodo si verifica una differenza di fase, si possono rilevare differenze di potenziale dell'ordine dei 2 - 2,5 volt (positivi o negativi) massimi, mentre in situazione normale (fase esatta) la tensione è nulla.

La resistenza R404 disaccoppia la griglia dal dispositivo mentre R405 (con C404 e C405) produce un'azione filtrante nei confronti di eventuali disturbi transitori a fronte rapido. Analoga funzione svolgono R405 - C406 nei confronti dei disturbi più lenti, ossia a carattere prolungato. Per quelli del primo tipo che riuscissero — nonostante tutto — a pervenire alla placca del primo triodo, è posto C407 quale condensatore di fuga.

Abbiamo già detto dei componenti che contribuiscono alla creazione dell'oscillazione: aggiungeremo che C411 - R411 sono inseriti per ottenere la forma d'onda necessaria al risultato finale. L401 contribuisce anche a ciò ed in più stabilizza la frequenza. Il valore di quest'ultima, si è già accennato, è determinato da una rete « R-C » di cui R517 è variabile.

Amplificazione ed extra-tensione

L'oscillazione prodotta da V401 viene amplificata da V502. Questa ultima è una valvola di potenza che, nel tipo prescelto (PL500) offre interessantissime doti per questa esplicita funzione. In essa viene raggiunto, in particolare, un rapporto corrente di placca - corrente di griglia schermo eccezionalmente elevato grazie ad una forma del tutto nuova della placca (anodo detto « cavitrap »). In virtù di questa innovazione la PL500 può fornire una più grande potenza di deflessione rispetto ai modelli precedenti (ad esempio PL36). Il carico anodico di questa valvola è rappresentato dal trasformatore d'uscita T502 in parte nel settore tra i punti 1 e 0: in quest'ultimo punto si ha la chiusura al giusto momento a mezzo della conduzione del diodo elevatore o di ricupero V503. Naturalmente, l'avvolgimento presenta le ulteriori spire di carico che giungono sino al punto 8 ove è connesso il condensatore serbatoio per la tensione rialzata che si ottiene grazie ad un effetto di auto-oscillazione, smorzato però convenientemente dal citato diodo. Quest'ultimo è del tipo PY88 ed è caratterizzato da un eccellente isolamento tra filamento e catodo di modo che può reggere una differenza di potenziale di funzionamento di oltre 6.500 volt. Anche la corrente anodica di picco e quella media di funzionamento consentite sono assai elevate (550 e 220 mA rispettivamente): per raggiungere questi risultati è stata elevata, rispetto ai modelli precedenti la tensione di accensione (30 volt).

L'avvolgimento sopra considerato prosegue oltre il punto 1 a mezzo di una particolare bobina che permette di avviare alla placca della raddrizzatrice V504 una tensione molto elevata in modo da poter ricavare i 17.000 - 18.000 volt (EAT) utili all'anodo del tubo.

Su T502 notiamo ancora l'inserimento (tra 3 e 8) delle bobine del giogo orizzontale e due avvolgimenti ausiliari. Uno, tra 4 e 5 (massa) serve (picco negativo) per lo spegnimento della traccia di ritorno di riga ed è connesso per questo alla griglia controllo del tubo: esso serve inoltre, come si è già visto, per il comparatore di fase. Il secondo avvolgimento tra 6 e 5 (massa) serve (picco positivo) per il circuito di controllo della valvola del contrasto V402, sul cui funzionamento diremo tra breve.

Da una presa (2) si prelevano, tramite C525, degli impulsi (positivi) per attuare un controllo automatico di ampiezza di riga. Poichè l'ampiezza dipende dall'amplificazione della PL500, si agisce sulla

polarizzazione negativa di quest'ultima, facendola variare in funzione del segnale. Viene sfruttato il particolare comportamento di una resistenza (R543) che è del tipo VDR la cui caratteristica è quella di opporre sempre minore resistenza all'aumentare della tensione. Così, se la tensione d'uscita tende ad aumentare (ampiezza eccessiva dell'immagine) R543 che chiude il circuito a massa diminuirà di valore, il che avrà per conseguenza un aumento di polarizzazione che ridurrà automaticamente l'amplificazione, ossia l'ampiezza dell'immagine.

Avviando al punto di connessione della VDR una tensione positiva continua (prelevata, nel nostro caso, a mezzo di un ponte dalla tensione rialzata) si potrà spostare il punto di inizio del funzionamento automatico: se la tensione è conseguente ad un comando (R521) si avrà una regolazione manuale di ampiezza. L'albero di comando di R521, sporge, a questo scopo dal retro del televisore.

Il circuito « gated » della SM/2008

Una apposita valvola, V402, è in funzione secondo un circuito detto « gated », circuito che permette una regolazione automatica e manuale del contrasto.

Si tratta di un triodo (la griglia di soppressione e la griglia - schermo sono infatti collegate diretamente alla placca) che rettifica ad impulsi.

Sulla placca, tramite C501 pervengono, dal trasformatore d'uscita di riga, gli impulsi dell'orizzontale (« fly-bacK ») che vengono appunto rettificati. Chiudendo il circuito placca-massa di questa valvola con una elevata resistenza (tra l'altro, ad esempio, R419+R418) si può disporre, alla placca, di una tensione negativa rispetto a massa: tale tensione, opportunamente filtrata, può essere usata per attuare un controllo dell'amplificazione sia delle valvole del Gruppo di Alta Frequenza, sia delle valvole amplificatrici in Media Frequenza video, in quanto avviata alle polarizzazioni negative di griglia.

Il dispositivo, come si è detto, deve però essere automatico: per raggiungere questo scopo si agisce sulla griglia della 6AU6 in questione. Se la tensione in griglia è positiva e proporzionale al segnale d'ingresso del televisore, anche la tensione negativa ricavata in placca sarà proporzionale. In altre parole, in relazione all'intensità del segnale captato si deve far variare la resistenza interna della 6AU6. Ciò si ottiene connettendo la griglia al segnale video amplificato (collegamento tra « K » e « 15 », tramite R306) che è conseguenza diretta di ciò che perviene dall'antenna.

Più forte è il segnale in arrivo, più positiva diventa la griglia della 6AU6, maggiormente conduttore diventa tale triodo, maggiore sarà la tensione negativa sulla sua placca e, di conseguenza, quella che controllerà la griglia delle amplificatrici. La valvola si comporta in effetti, come un amplificatore di corrente continua: grazie all'azione della griglia, per una tensione entrante relativamente piccola si ha una variazione importante sulla placca.

Per la regolazione manuale si agisce sulla tensione di griglia-schermo dello stadio finale video a mezzo di un potenziometro (R537). Se, supponiamo, col comando si diminuisce la tensione a detta griglia-schermo, diminuisce la corrente anodica con relativo aumento della tensione di placca: alla griglia controllo della 6AU8 perverrà maggiore tensione il che, per l'andamento del fenomeno come sopra esposto, porterà ad una più elevata polarizzazione delle valvole amplificatrici controllate e a susseguente minore segnale da esse fornito.

Della tensione negativa variabile ricavata dal particolare raddrizzatore-amplificatore che è la 6AU6 in questo circuito, si utilizzano, per la polarizzazione delle griglie due diversi valori. Al Gruppo sintonizzatore si avvia una tensione negativa (TP1) meno elevata di quella (TP2) avviata agli stadi di Media Frequenza.

Per detto fatto si realizza un differimento nell'azione automatica tra i due

citati settori. Gli stadi di Media Frequenza, cioè, sono già sotto controllo allorchè il Gruppo è ancora libero di dare tutta la sua amplificazione (polarizzazione zero), dal che deriva il mantenimento della sensibilità generale pur facendo intervenire già un'azione favorevole sul rapporto segnale-disturbo.

Per evitare, infine, che la tensione di polarizzazione TP1, dato il suo collegamento diretto con la placca dell'amplificatore video possa, al caso, diventare positiva (il che renderebbe positiva la griglia delle valvole del Gruppo danneggiato le valvole stesse) si fa ricorso ad un diodo smorzatore in parallelo. Questo diodo è rappresentato dall'elettrodo griglia-suppressore della valvola V201 (EF80) e dal catodo della stessa. Si vede infatti, dallo schema, come il TP1 sia collegato con la griglia soppressione (piedino 9) di V201. Se la tensione a TP1 diventasse positiva detto diodo condurrebbe (la sua resistenza cioè diventerebbe molto bassa) e la tensione positiva sarebbe immediatamente annullata.

Per concludere, metteremo in evidenza il fatto che disponendo di un comando manuale (R421) dell'amplificazione e quindi dell'azione della 6AU6 (si varia la sua polarizzazione catodica) si può scegliere il livello di segnale (livello di soglia) dal quale si vuole abbia inizio l'azione automatica. Ciò consente di adattare il televisore a tutte le condizioni ambientali di ricezione senza nulla sacrificare alla sua sensibilità ed alla qualità dell'immagine.

L'alimentazione di rete

Tutte le valvole del televisore devono ricevere una data tensione anodica nonchè una data tensione di filamento. Il settore che provvede a questa necessità è, come è noto, l'alimentatore vero e proprio.

La tecnica ha enormemente alleggerito e sfrondato questo settore negli ultimi anni. Dall'impiego di coppie di grosse valvole raddrizzatrici e di grossi trasformatori si è pervenuti all'uso di piccolissimi raddrizzatori al silicio ed alla scomparsa, addirittura, del trasformatore.

Se si ha la possibilità di una accensione a tensione somma di tutte le valvole (vale a dire se si collegano tutti in serie tra loro i filamenti) si può collegare la catena così formata direttamente tra i capi della rete provvedendo, con una semplice resistenza, alla differenza di caduta necessaria. Il sistema, una volta eccezione, sta diventando norma sia per la sicurezza che le valvole offrono ora a questo proposito, sia per la disponibilità corrente, a basso prezzo, delle particolari resistenze (termistori) che diminuiscono di valore all'aumentare di temperatura. Grazie ad esse si può far si che i filamenti delle valvole, freddi e quindi a bassa resistenza all'atto dell'accensione, non ricevano di colpo un picco di tensione che potrebbe danneggiarli: il termistore oppone, a freddo, alta resistenza e riduce la tensione. Col riscaldarsi dei filamenti la caduta dovuta al termistore, come si è detto, diminuisce e tutto ciò stabilizza la tensione stessa.

Anzichè adottare un'unica resistenza di caduta per l'adeguamento di tensione sul circuito dei filamenti, si è preferito scindere il valore in due distinti resistori (R611-R612); essendo essi di elevato wattaggio, si è raggiunta una garanzia maggiore dato il rilevante margine che entrambi offrono, non solo, masi è anche ottenuta una assai migliore dissipazione di calore.

L'esame dello schema allegato, ci consente di renderci conto della funzione dei componenti.

La rete deve essere a tensione di 220 volt: oramai, anche in Italia si è pervenuti ad una standardizzazione su tale valore in quasi tutte le località. Non risulta difficile, del resto, in quei pochi casi di discordanza, provvedere a mezzo di un modesto autotrasformatore (200 watt) esterno al televisore o, meglio ancora, a mezzo di uno stabilizzatore con uscita a 220 volt.

L'interruttore generale (I1) è a due elementi: si può interrompere entrambi i conduttori di rete, evitando opportunamente che uno di essi rimanga in contatto con i telai ad apparecchio spento. Il fusibile di protezione (F1) avrà un valore di 1,5 ampere.

Il diodo raddrizzatore al quale si è fatto cenno più sopra è D601. Studiato particolarmente per l'alimentazione dei televisori questo diodo può fornire una tensione raddrizzata di circa 270 volt sotto un regime di corrente di 400 mA, se montato secondo lo schema ed i valori da noi indicati.

Il condensatore C527 posto come « shunt » sul diodo permette di eliminare il ronzio di modulazione nella ricezione di emittenti potenti. Esso deve essere del tipo non induttivo. Un altro condensatore (C528) è preposto per la eliminazione dell'irradiamento dei disturbi di riga. L'effetto di extra-corrente che si verifica all'atto dell'accensione dell'apparecchio è opportunamente attenuato da R604+R605: esse contribuiscono anche a ridurre i disturbi di sovrattensioni spurie sovrapposte alla tensione di rete.

Un contributo notevole alla necessaria azione di livellamento della tensione rettificata lo apporta l'impedenza L601. Si è preferito — in luogo di una più economica soluzione, spesso adottata, che prevede l'uso di una semplice resistenza — mantenere una impedenza, per i risultati migliori che essa consente. Naturalmente tutto il filtraggio è corredato di elevate capacità (elettrolitiche) e più precisamente è formato da C601 (triplo) su questo telaio e da numerosi altri condensatori collocati in particolare sul telaio « Sincronismi-Suono », dopo opportune resistenze di caduta.

La scatola di montaggio SM/2008 (per un televisore da 23") è in vendita presso tutte le Sedi G.B.C. al prezzo di:

69.500 MATERIALE COMPLETO DI VALVOLE E TRANSISTORI

15.500 MOBILE COMPLETO DI FRONTALE RETRO E IMBALLO

19.800 CINESCOPIO A 59-11 W AUTOPROTETTO A VISIONE DIRETTA

Tutti i prezzi si intendono franco Milano

SM/2008 UNITA' SINCRONISMI SUO

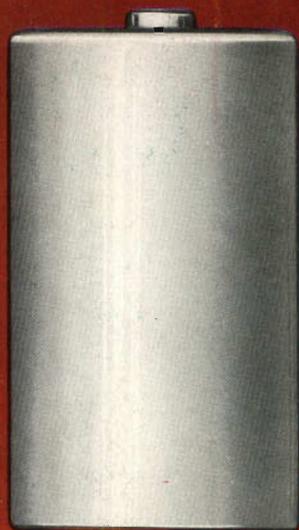
...ONO CON DEFLESSIONE VERTICALE

TP1
+C
TP2
F
F
V 201 - EF 80
MF 201
T 201
R 205
C 206
R 215
D 101
C 214
C 216
R 206
R 208
D 202
C 215
R 207
C 217
R 216
C 205
C 213
C 220
C 202
R 201
R 202
R 217
C 204
C 201
C 203
R 203
R 219
R 204
S
D
+C
P1
C 319
L 301
R 303
V 301 a
PCL 84
V 301 b
PCL 84
L 303
C 304
C 302
R 304
L 302
C 321
R 301
R 302
C 320
C 301
R 305
R 308
C 305
R 309
C 307
R 310
R 306
R 307
K
C 306
R 311
R 313
R 314
C 308
R 312
R 319
C 310
C 309
R 315
C 311
R 316
R 317
C 315
R 320
C 312
C 313
C 314
C 317
R 321
R 504
C 502
R 505
C 316
R 318
C 505
C 503
C 504
C 506
R 506
R 513
R 322
R 508
C 524
R 539
C 603
R 608
CONTRASTO
R 536
R 537
R 538
R 607
C 606
C 522
R 549
LUMINOSITA'
R 532
R 533
R 534
C 523
R 501
C 501
SINCR.VERT.
R 542
LIN 2
R 514
LIN. 1
+ A
TP1
TP2
+A
F
F
+B
K (15)
S

- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S. p. A.

MILANO - VIA GUASTALLA 2 - TEL. 700.335 - 535 - 440

HELLESENS...

LA BATTERIA CHE NE VALE DUE